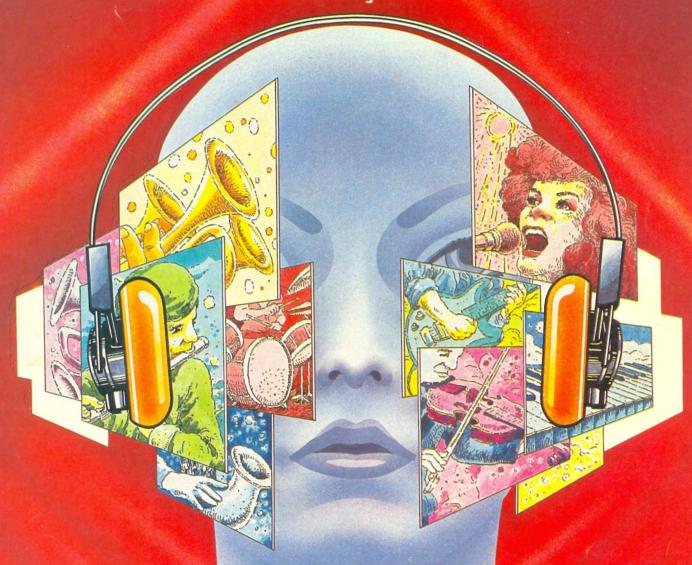
NOVAETRONEA

ANO X - Nº 112 - JUNHO - Cz\$ 18,00

UMA NOVA SENSAÇÃO EM ÁUDIO:



Monte um receptor FM com estéreo simulado

CADERNO DE ÁUDIO
*Equalizações na gravação
de discos e fitas
*Lançamentos

Temporizador digital para fotografia

EDITELE

DIRETOR Leonardo Bellonzi

NOVAGIGRONIE

EDITOR TÉCNICO Juliano Barsali Redação: José Américo Dias.

Elisabeth Ng (secretária) tel.: (011) 240-8305

Colaboradores:

Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal. Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal, Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio César Dias Baptista, David Marco Risnik, Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo, José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma, Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann Correspondentes:

Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrone (Milão)

PRODUÇÃO EDITORIAL Sonia Aparecida da Silva

REVISÃO Sueli A. Mazze Cerchiaro

DEPARTAMENTO DE ARTE Diagramador: Tah Kim Chiang Assistentes: Eda Carvalho Ovalle (desenhista), Sueli Andreato

PRODUÇÃO GRÁFICA Djalma Alencar Vieira

DEPARTAMENTO COMERCIAL Celso Venneri Machado

ASSINATURAS Paula Vetter tel.: (011) 542-0602

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE Gerente: João Conte Filho Secretária: Marinês Marques da Silva Contatos: Jorge Vidal Montecinos

José Claudio Gonçalves Franzolin tel.: (011) 532-1655

REPUBLICAR LTDA. Rio de Janeiro — (021) 220-1656 Belo Horizonte — (031) 463-466 Porto Alegre — (0512) 42-4065 Recife — (081) 221-1955 Brasilia — (061) 226-4784

ADMINISTRAÇÃO Gerente: Pedro Nelson Nunes de Siqueira tel.: (011) 531-5468

COMPOSIÇÃO: A.M. — Produções Gráficas Ltda./ FOTOLI-TO: Priscor Ltda./ IMPRESSÃO: Cla. Lithographica Ypiranga./ DISTRIBUIÇÃO: DINAP — Distribuidora Nacional de Publi-

cações SIA.

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade de

EDITELE — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação,

Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1080 —

CEP 04548 — Vila Olímpie

CAIXA POSTAL 30.141 — 01051 — S. PAULO, SP.

REGISTRO N° 9.949-77 — P. 153.

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES TOdos os direitos reservados, profibese a reprodução parciai ou total dos textos e ilustrações deats publicação, assim como traduções e adaptações, sob pens das senções estábelecidas em lei. Os artigos publicados aéo de inteira respoñabilidado e seus autores. Evadado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apensa permitido para aplicações cidaticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e ae os memors fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam palo inão funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos latiores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, o a responsabilizam palo inão funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos latiores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, o a componente dos establectas decinios nem comercial. NÚMEROS ATRASADOS: preço da utitima edição à venda. ASSINATURAS: os podidos deverão de a companhados de cheque visado pagávei em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Lida.

CAPA



O rádio FM empregando o integrado TDA 7000 já se tornou bastante popular no Brasil, por ser simples, barato e compacto. No entanto, não permite a recepção estéreo — deficiência que superamos usando outro CI muito interessante: o simulador estereofônico TDA 3810. Veja como fazer, com essa montagem, um rádio portátil ou de mesa.

NOTÍCIAS & SERVIÇOS	
Notas nacionais	31
CADERNO DE ÁUDIO	
Lançamentos	4 6 13
BANCADA	
O princípio do disparador Schmitt	14
VÍDEO	
TV-Consultoria	18
ENGENHARIA	
Prancheta nacional A nova família dos integrados GaAs	25 26
PRÁTICA	
Conheça os operacionais pela prática — parte IX Temporizador digital para fotografia — 1.ª parte Receptor FM com simulação estereofônica	32 38 42
TELECOMUNICAÇÕES	
As antenas do mercado nacional	48 54
PY/PX	
Coluna SWL: o segredo da escuta em ondas curtas Nova regulamentação para o radioamadorismo	62 68
CURSO	
Vlanual de utilização do osciloscópio — 6.º fascículo	

As equalizações ___RIAA e NAB___

Uma em discos fonográficos e a outra nas fitas magnéticas, ambas contribuem para a perfeita reprodução do som. Conheça os motivos técnicos de sua existência ____

uitos já devem ter ouvido falar das curvas RIAA e NAB. Nem todos devem saber, porém, que elas se referem a equalizações de áudio, verdadeiros artifícios eletrônicos para tornar factíveis a gravação e a reprodução sonora em discos de acetato e fitas plásticas magnetizáveis — meios agora abundantes e baratos. Menos conhecidas ainda devem ser as causas de sua utilização, motivo pelo qual resolvemos esclarecer tudo de uma só vez, nesta matéria.

Vamos começar pelas siglas: RIAA é a abreviação de *Recording Industry Association of America* (Associação da Indústria Americana de Gravação), enquanto NAB resume o nome da *National Association of Broadcasters* (Associação Nacional de Radiodifusores). Ambas estão sediadas nos Estados Unidos e prescrevem normas para técnicas e equipamentos de áudio, que passam a ser adotadas mundialmente — entre elas, as que regulam os processos de equalização para discos e fitas magnéticas.

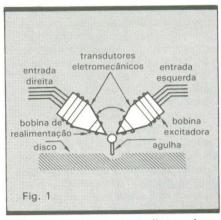
Apesar de apresentarem semelhanças de atuação, esses dois processos são radicalmente diferentes na aplicação, por causa da grande diversidade existente entre as duas modalidades de gravação. Por isso, vamos abordálos separadamente, começando pela

As origens da técnica — Os sulcos de um disco fonográfico são abertos por uma agulha de corte em forma de cinzel, acionada por dois sistemas vibratórios dispostos em ângulo reto (fig. 1). A agulha de corte vibra mecanicamente de um lado para outro, de acordo com o sinal aplicado ao conjunto — num processo chamado de corte lateral, em oposição ao velho método do corte vertical. O movimento resultante do sulco em torno de seu centro é conhecido como modulação de sulco

A amplitude dessa modulação não pode exceder um certo valor fixo, porém, sob pena de ocorrer o excesso de corte ou sobremodulação, que acarreta a invasão da parede de um sulco sobre a do sulco precedente. Por outro lado, é preciso garantir um valor mínimo para essa amplitude, a fim de que a relação sinal/ruído permaneça dentro de limites aceitáveis (58 dB, normalmente). Existe, então, uma relação entre a máxima e a mínima amplitudes possíveis do sulco que determina a faixa dinâmica de um disco—localizada, em geral, entre 32 e 40 dB.

O requisito da mínima amplitude é estabelecido pela superfície granulada do disco, que atua como um verdadeiro gerador de ruídos. Para minimizar esse problema, a agulha costuma ser aquecida durante o corte, a fim de "alisar" as paredes do sulco, reduzindo o ruído.

Todo sinal de áudio é caracterizado pela amplitude e pela freqüência dois fatores que devem ser registrados e recuperados com precisão, para se obter uma reprodução musical de alta qualidade. No processo de corte



Cabeça de corte para discos fonográficos.

descrito, a amplitude do sinal é convertida em modulação do sulco, enquanto sua freqüência torna-se o ritmo de variação dessa modulação.

Problemas e soluções — Na teoria tudo parece ser bastante simples. Como explicar, no entanto, a curva da figura 2, que deveria ser uma linha reta horizontal, centrada em 0 dB, já que representa a reprodução de um sinal de amplitude fixa? Os desvios são ocasionados por certas características da cabeça de corte, que é um dispositivo eletromecânico, utilizando elementos indutivos.

Assim, o formato da curva, na figura 2, deve-se ao amplificador de corte, que é pré-equalizado para produzir exatamente esse efeito, compensando as deficiências da cabeça de corte. Ele é obtido atuando-se em duas frentes ao mesmo tempo: atenuam-se, primeiramente, as freqüências baixas do sinal, para evitar o excesso de corte; em segundo lugar, enfatizam-se as altas freqüências, a fim de melhorar a relação sinal/ruído. Permanece, porém, a dúvida: por que tudo isso é necessário?

A resposta, um tanto complexa, deve começar pelas bobinas excitadoras da agulha de corte. Por serem predominantemente indutivas, sua impedância varia com a freqüência. Desse modo, se um sinal de amplitude fixa for convertido em uma tensão constante e usado para excitar as bobinas

(gp) apprilidue -10 -20 -10 100 1k 100k 100k frequência (Hz)

Curva de resposta de um fonocaptor magnético.

(no processo conhecido por "amplitude constante"), então a corrente resultante — e, por conseguinte, o campo magnético e o ritmo de variação da vibração — vai se tornar dependente da freqüência (fig. 3a).

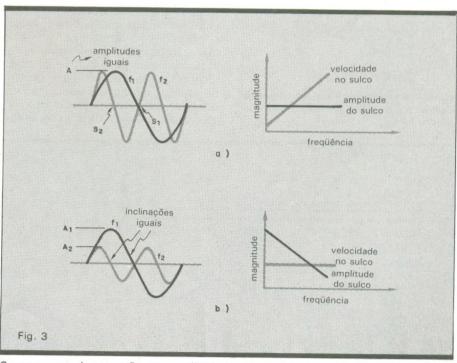
Por outro lado, se o mesmo sinal de amplitude fixa for transformado em uma corrente imutável — ou seia, proporcionando um ritmo fixo de vibração e em seguida aplicado às bobinas (de acordo com o método da "velocidade constante"), será a vez da tensão ou amplitude de corte tornar-se variável com a freqüência (fig. 3b). Este segundo processo só se tornou viável. no entanto, graças à inclusão de dois indutores auxiliares, chamados de bobinas de realimentação (veja a fig. 1). Sem elas, a resposta velocidade/freqüência iria exibir um pico de ressonância aos 700 Hz, devido à estrutura do conjunto. Acrescentando as bobinas auxiliares, porém, obtém-se uma saída de velocidade independente da freqüência. Só assim a cabeça de corte pode ser considerada de velocidade constante.

Em suma, com relação à freqüência e para uma certa amplitude de entrada, a cabeça de corte dispõe de apenas um grau de liberdade: taxa de vibração (velocidade constante, excitação por corrente) ou distância de vi-

bração (amplitude constante, excitação por tensão).

Exemplificando - Os termos "velocidade constante" e "amplitude constante" geram confusão até que se compreenda sua relação com um sinal de amplitude constante e que são usados tão-somente para descrever o comportamento da agulha de corte em função da frequência. É preciso ficar claro, principalmente, que a variação do nível de entrada resulta em uma variação de amplitude, no caso de uma gravação em velocidade constante, independente da frequência. Assim, por exemplo, se um nível de 10 mV resultar em uma variação de amplitude de 2,5 µm (para uma gravação em amplitude constante) e uma velocidade de 5 cm/s (no caso de velocidade constante), uma alteração do nível para 20 mV irá mudar esses parâmetros para 5 μm e 10 cm/s, respectivamente — sempre independendo da freqüência.

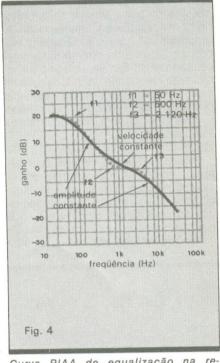
A técnica RIAA — Esses dois métodos, porém, têm problemas de faixa dinâmica ao acionar o mecanismo vibratório. Vejamos por que,baseando-nos novamente na figura 3, que representa os dois casos através de duas frequências afastadas de uma



Os processos de gravação por amplitude constante (a) e velocidade constante (b).

oitava. Para isso, vamos assumir um sinal de amplitude fixa e considerar somente o efeito da variação de freqüência sobre o mecanismo de corte.

A gravação com velocidade constante (fig. 3b) exibe duas características principais: a amplitude do sinal varia de forma inversamente proporcional à frequência, enquanto a inclinação máxima permanece constante ao longo do espectro. Esta segunda característica vem a calhar, já que os fonocaptores magnéticos — que são os mais comuns - atuam como dispositivos de velocidade constante. Esse tipo de cápsula consiste num gerador ativo, tal como uma peça magnética deslocando-se no interior de uma bobina (ou vice-versa), cuja saída é proporcional à velocidade do movimento no interior do campo magné-



Curva RIAA de equalização na reprodução.

tico — ou seja, diretamente proporcional à velocidade dentro do sulco.

Entretanto, a amplitude variável típica desse sistema cria problemas nos extremos do espectro de áudio. Pense: existem nada menos que 10 oitavas entre 20 Hz e 20 kHz, correspondendo a uma variação de amplitude de 1 024 para 1! Se tomarmos a freqüência de 1 kHz como referência para estabelecer a modulação de amplitude nominal da cabeça de corte, o que vai acontecer? Bem, nos graves, as amplitudes irão provocar o excesso de corte, enquanto os agudos tenderão a causar muito ruído, devido ao deslocamento mínimo.

O método da amplitude constante também mostra duas importantes características, como se vê na figura 3a: a amplitude não varia com a frequência (o que corrige muitas falhas da velocidade constante), mas a inclinação torna-se diretamente proporcional a ela - isto é, a velocidade dentro do sulco muda com a freqüência. Nesse caso, então, é a velocidade que varia de 1 024 para 1 ao longo do espectro de áudio. Como as cápsulas magnéticas atuam por velocidade constante (e não amplitude constante), a saída vai aumentar à proporção de 6 dB por oitava - onde cada 6 dB equivale a dobrar a amplitude.

A equalização de um sistema nessas condições iria exigir uma faixa dinâmica de 60 dB ou mais no préamplificador de reprodução — medida não muito vantajosa, na prática. A solução, portanto, consiste em tentar extrair o melhor dos dois processos, o que resulta em uma curva modificada de amplitude constante, onde a região dos médios atua sob velocidade constante — a famosa curva RIAA, que está reproduzida na figura 4.

Nessa figura podemos ver a curva ideal em pontilhado e o que se obtém na prática, em linha cheia. Observe que ela compensa perfeitamente o efeito introduzido na gravação, enfa-

tizando os graves e atenuando os agudos; para conferir, compare-a com a curva da figura 2.

Três freqüências são normalmente designadas como pontos de referência para projeto, sendo às vezes chamadas de **constantes de tempo**. Isto provém do costume de se especificar as freqüências de transição a partir da rede RC equivalente que deu origem à resposta. A conversão de freqüência para tempo é feita simplesmente pela expressão:

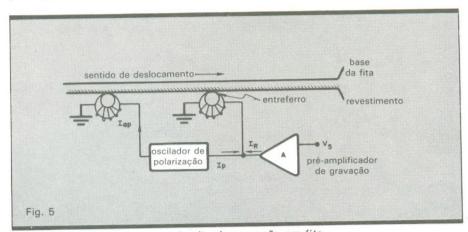
$$t = 1/2 f$$

e resulta em 3 180 µs para f1, 318 µs para f2 e 75 µs para f3. Note, também, que entre f2 e f3 acontece a operação em velocidade constante; por esse motivo, recebem o nome de freqüências de transição. Na Tabela 1 estão reunidos os reforços e atenuações padronizados pela curva RIAA, que devem ser introduzidos por qualquer préamplificador que receba sinais de fonocaptores magnéticos.

A gravação magnética — A exemplo dos prés "fono", aqueles que reproduzem sinais provenientes de fitas magnéticas também devem proporcionar uma equalização complementar à que foi introduzida na gravação. Mas, diferentemente dos discos, a fita magnética exige outro artifício na hora de receber os sinais: a polarização, que deve ser considerada juntamente com

Resposta padrão RIAA

freqüência (Hz)	reforço/ atenuação (dB)
20	+19,3
30	+18,6
40	+17.8
50	+17,0
60	+16,1
80	+ 14.5
100	+13,1
150	+10,3
200	+8,2
300	+ 5,5 + 3,8
400	+2,6
500	+0,7
800	0,0*
1 k	-1,4
1,5 k	-2,6
2 k 3 k	-4,8
4 k	-6,6
5 k	-8,2
6 k	-9,6
8 k	-11,9
10 k	- 13,7
15 k	-17,2
20 k	-19,6



Esquema simplificado de um circuito de gravação em fita.

a equalização. Vamos começar por aí, então, a nossa análise.

Na figura 5 podemos ver um esquema bastante simplificado de gravação em fita. Esta, como se sabe, consiste basicamente de uma substância plástica revestida com material ferromagnético, enquanto as cabeças de gravação e apagamento são essencialmente indutores de núcleo circular, com um entreferro no ponto de contato com a fita. O revestimento da mesma atua, portanto, como uma passagem de baixa relutância para o sinal, completando o circuito magnético. Assim, à medida que a fita se desloca, passando pelo entreferro, o campo magnético vai deixando nela um fluxo remanente, proporcional à corrente que passa pelo enrolamento da cabeça gravadora.

A figura mostra ainda o oscilador que produz o sinal de polarização, que é utilizado tanto no apagamento da fita (através da corrente l_{ap}), como para determinar o ponto de operação da cabeça gravadora (ou seja, a polarização propriamente dita, através da corrente l_p). Essas duas correntes têm a mesma freqüência (entre 50 e 200 kHz) e amplitude fixa, mas com níveis diferentes. Desse modo, na cabeça apagadora, o sinal (entre 30 e 150 V) vai determinar o cancelamento de sinais previamente gravados na fita — o que,

em um bom equipamento, deve ficar entre 60 e 75 dB abaixo do nível do sinal gravado. O mesmo sinal, reduzido em amplitude (entre 5 e 25 vezes o máximo sinal de gravação), é enviado à cabeça gravadora, "polarizando-a".

A necessidade de polarizar a cabeça de gravação pode ser melhor entendida através da figura 6a — que mostra a magnetização permanente (ou fluxo remanente) de uma pequena extensão de fita magnética, provocada por uma corrente CC. Como se pode ver, a curva resultante é pouco linear, o que daria origem a uma distorção apreciável, caso o sinal gravado fosse de corrente alternada.

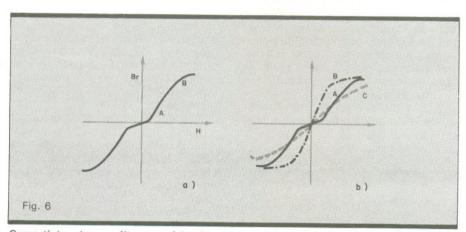
A solução mais simples para contornar o problema seria, então, aplicar uma polarização CC estável à cabeça gravadora, juntamente com o sinal de áudio, de modo que a fita permanecesse sempre magnetizada em sua região mais linear (entre os pontos A e B, por exemplo). Esse método, conhecido como polarização CC, utiliza somente uma parte da curva e chega a reduzir a distorção, mas tem a desvantagem de uma relação sinal/ruído bastante mediocre. Na prática, para se obter simultaneamente a redução da distorção e um aumento da relação S/R, costuma-se apelar para a polarização

Na figura 6b já podemos ver a cur-

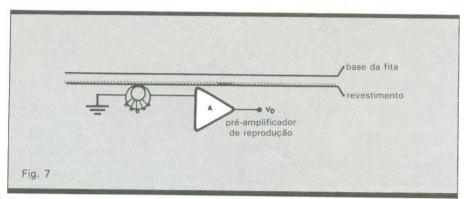
va de fluxo remanente sob o efeito de um campo magnético alternado: elevou-se a sensibilidade da fita, e a linearidade da magnetização, em relação ao sinal, ocupa agora uma faixa bem maior (curva B). Note, porém, que, se o sinal de polarização for excessivo (curva C), a sensibilidade da fita vai decair novamente e as não linearidades voltarão a aumentar. Assim, a escolha do melhor nível de polarização vai depender de uma série de fatores. incluindo as características da fita e dos cabeçotes de gravação e leitura. Além disso, o sinal CA polarizador não deve conter harmônicas de ordem par, responsáveis pela inclusão de um componente CC à polarização, provocando distorções em grandes variações de sinal e piorando a relação sinal/ruído.

Equalizando — Como dissemos, os pré-amplificadores de gravadores e tape-decks também necessitam, em suas malhas de realimentação, de elementos que corrijam (ou equalizem) o sinal entregue pelos cabeçotes. O esquema simplificado da reprodução pode ser visto na figura 7, com a cabeça de gravação comutada para reprodução (caso válido para a maioria dos gravadores).

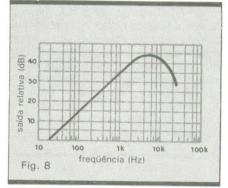
As fitas magnéticas são gravadas pelo método da corrente constante,



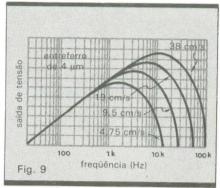
Curva típica de uma fita magnética (a) e aplicação da polarização CA (b).



Esquema simplificado de reprodução por fita.



Resposta típica de uma cabeça de reprodução.



Efeito da velocidade da fita sobre a resposta da cabeça.

que fornece o mesmo nível de corrente para todas as freqüências. Como a cabeça é indutiva, sua impedância vai aumentar, então, à proporção de 6 dB/oitava em relação à freqüência — o que resulta em um acréscimo da tensão de saída. Em última análise, portanto, a tensão de gravação é diretamente proporcional à freqüência do sinal de áudio.

Portanto, na reprodução, o sinal enviado ao pré não exibe uma resposta plana de freqüência, mas um nível que aumenta à medida que o sinal se aproxima dos agudos (fig. 8). Nas altas freqüências, contudo, conforme mostra a figura, ocorre uma drástica redução do nível — um fenômeno que tem várias origens, todas diferentes e sem relação entre si, mas que contribuem para o mesmo efeito.

Podemos apontar a redução do comprimento de onda, à medida que a frequência aumenta, como a primeira razão desse fenômeno. Dois fatores, por sua vez, podem controlar esse problema: a velocidade de gravação e a largura do entreferro. Explica-se o primeiro pelo fato de que, quanto mais rapidamente a fita desloca-se em relação à cabeça, maior a área de material magnético disponivel para registrar as rápidas variações do campo magnético. Dessa maneira, nas fitas que se deslocam mais lentamente, chega-se a um ponto em que simplesmente não há material suficiente para ser magnetizado. A influência da diferença de velocidade pode ser melhor "sentida" através da figura 9; obser-

Fig. 10

Efeito da largura do entreferro sobre a mesma resposta.

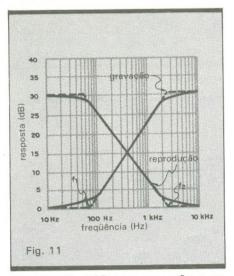
ve que, quanto maior a velocidade da fita, mais fiel será a gravação dos sinais de áudio.

Quanto ao segundo fator, ele exerce influência porque, se o comprimento de onda igualar-se à largura do entreferro, simplesmente não haverá gravação de sinal, já que as extremidades do entreferro estarão no mesmo potencial magnético. Isto pode ser observado na figura 10.

Outra causa de perdas em altas freqüências está mais relacionada com a formulação da própria fita do que com a dinâmica da gravação. Aqui entra o fenômeno da saturação magnética: à medida que as variações magnéticas aumentam de intensidade, a fita tende a saturar-se, não aceitando nenhuma informação adicional; como conseqüência, acontece a queda de nível na gravação. Utiliza-se o termo autodesmagnetização para descrever esse efeito.

Em termos de física, o material gravado em fita consiste em pequenas barras magnéticas alinhadas. Assim, com o aumento da freqüência, maior será o número de barras por extensão de fita e menores as barras — o que acarreta o cancelamento magnético, devido à grande quantidade de pólos norte e sul próximos entre si. Em outras palavras, quanto mais agudo o som, mais fraca será sua reprodução.

O terceiro fator é devido justamente à polarização. A corrente de alta frequência usada na gravação para corrigir as deficiências da fita tende a apagar as frequências mais altas do



Equalização NAB para gravação e reprodução.

sinal — mais suscetíveis ao efeito pelo fato de já serem gravadas em níveis mais baixos. Costuma-se chamar esse fenômeno de apagamento por polarização.

De todos os fatores que contribuem para a perda de altas freqüências, os mais graves são os dois últimos, isto é, a autodesmagnetização e o apagamento por polarização. Isto torna difícil uma equalização universal, já que a resposta final de uma gravação vai depender muito da qualidade da fita empregada e do ajuste correto da corrente de polarização. Apesar disso, foram criados padrões de equalização pela NAB americana e pela DIN alemã, a primeira restringindo-se às fitas de rolo e cartucho e a segunda, às fitas cassete.

A título de exemplo, apresentamos na figura 11 curvas NAB genéricas para gravação e reprodução - complementares entre si, a exemplo das curvas RIAA. Observe que, também à semelhança da equalização para discos, existem agui as frequências de transição: 50 Hz nas baixas freqüências e 1 770 Hz (para 4.75 e 9,5 cm/s) ou 3 180 Hz (para 19 e 38 cm/s) nas freqüências altas. Segundo a figura, os agudos são enfatizados na gravação para serem depois atenuados na reprodução do sinal, obtendo-se uma drástica redução do ruído de fundo e uma melhoria geral das condições de reprodução.

Convém observar, no entanto, que a curva de gravação NAB é resultado de uma combinação das respostas da cabeça gravadora e do amplificador correspondente. Assim sendo, o projeto desses amplificadores requer um grande conhecimento da resposta em freqüência da cabeça de gravação. E conclui-se que a diferença entre essa resposta e a curva NAB é que vai determinar o formato da equalização exigida pelo amplificador.

Bibliografia

- Audio Handbook National Semiconductor 1976.
- Audio/Radio Handbook National Semiconductor 1980.
- Os Princípios da Gravação em Fita Magnética Nova Eletrônica n.ºs 53, 54 e 55 1981.
- O Básico sobre Equalização em Áudio — Nova Eletrônica n.º 74 — 1983

Teoria e prática do disparador Schmitt com circuito discreto

Recuperar sinais ruidosos e restituir níveis lógicos são algumas das aplicações do disparador Schmitt, um tipo de multivibrador comandado por entrada de freqüência constante

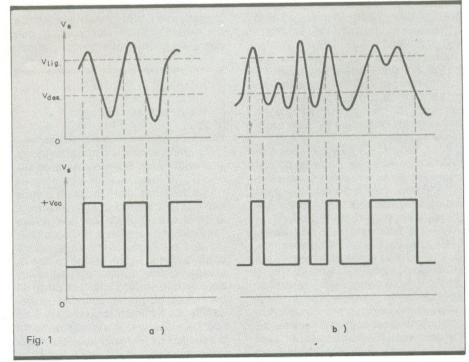
disparador Schmitt (Schmitt Trigger) é um circuito multivibrador acionado por meio de um sinal de entrada com freqüência constante. Na saída fornece ondas retangulares, não importando a forma ou perfil do sinal de entrada. O circuito é uma variação do clássico acoplamento cruzado: um coletor é acoplado à base de outro transistor, enquanto uma segunda interconexão se faz através dos emissores. A primeira vez que um circuito desse tipo foi descrito remonta a 1938, e, naturalmente, utilizava válvulas.

Observando a figura 1 (a e b) fica mais fácil entender a ação do circuito. Na figura 1 (a) vemos uma forma de onda que sobe e desce lentamente ser convertida em transições rápidas à saída, quando os níveis V_{lig} e V_{desl} são cruzados. Na figura 1 (b) nota-se como uma forma de onda ruidosa é convertida em pulsos isentos de ruído. Entradas abaixo de V_{lig} (em amplitude) são discriminadas, enquanto sinais que excedem V_{lig} se tornam transições bem definidas. Se escolhido um nível adequado de comutação, os ruídos e outros sinais indesejáveis podem ser rejeitados. O circuito Schmitt pode desempenhar várias funções: perfilamento de sinais, restituição de nível lógico, retangulação, discriminação de amplitude e sensoriais.

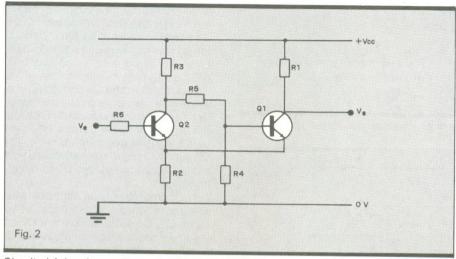
Circuito básico — Na figura 2 temos o circuito básico do disparador Schmitt. Vamos supor, em princípio, que V_e é de baixo valor, para que Q2 esteja em estado de corte. Quando Q2 está cortado, a tensão de seu coletor

é elevada e Q1 está saturado. A corrente através de Q1 faz com que ocorra uma queda de tensão nos extremos de R2, que assim determina o potencial do emissor.

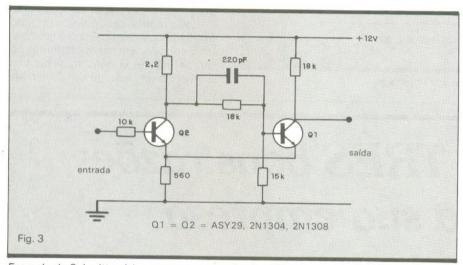
Quando a tensão de entrada se ele-



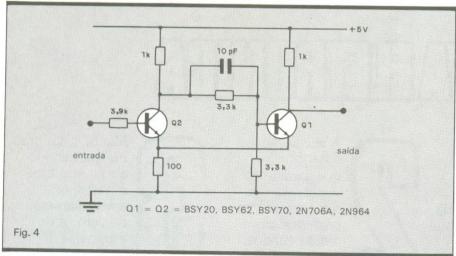
Ação do disparador Schmitt sobre duas formas de onda diferentes.



Circuito básico de um disparador Schmitt com componentes discretos.



Exemplo de Schmitt prático, com transistores de alto ganho.



Circuito disparador Schmitt para interligação com TTL.

va, chega-se a uma situação em que Q2 começa a conduzir. Com isso, cai o potencial do coletor de Q2, fazendo com que Q1 entre em corte, e diminui ainda mais a tensão sobre R2, reduzindo-se também o potencial do emissor de Q2.

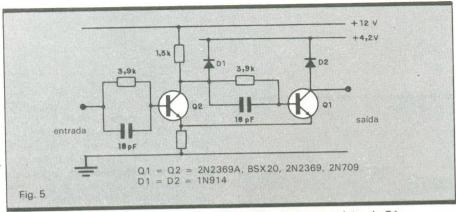
O ciclo regenerativo (realimentação positiva) termina rapidamente a comutação de transição até Q2 ficar saturado e Q1 entrar em corte. A tensão de saída para esse estado é igual a + V_{cc}. A tensão de entrada necessária para a transição é V_{lin}.

Vamos supor agora que a tensão de entrada diminui o suficiente para tirar Q2 da saturação. A tensão do coletor de Q2 aumenta, fazendo com que Q1 conduza e eleve o potencial do emissor. Essa ação regenerativa coloca Q2 rapidamente em corte e Q1 em condução. A tensão de entrada necessária para tal transição é V_{desl}.

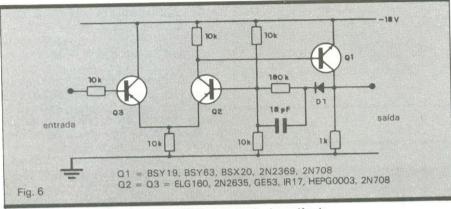
A diferença entre V_{lig} e V_{desl} é denominada tensão de histerese ou "zona morta". Para o circuito funcionar, é necessária certa histerese, usualmente obtida com R3 de valor maior que R1 e utilizando a ação de divisor de R4 e R5 para estabelecer o nível. Isso pode ser conseguido com R3 igual a R1 e removendo R4. Reduzindo-se a histerese, aumenta-se o tempo de subida e descida do circuito e também torna-se o disparador mais sensível.

Circuitos típicos — Na figura 3 temos um circuito típico com transistores de alto ganho, de germânio (pois existem ainda muitos desses semicondutores no comércio). O tempo de comutação é de 2 microssegundos. Nas figuras 4 e 5, os circuitos foram projetados para interfacear com circuitos TTL. Na figura 5, usa-se uma fonte de alimentação de 12 volts, com a tensão do coletor ajustada ao redor de 5 volts (a queda de tensão, em ação direta, no diodo 1N914, é da ordem de 0,7 volt). Esse dispositivo para cortar o coletor reduz o tempo de subida e descida e permite que o nível de saída se mantenha em 5 volts para correntes de cargas de até 5 mA. O tempo de subida e descida para o circuito é da ordem de 30 nanossegundos e a frequencia máxima, de 5 MHz. A função do capacitor é acelerar a velocidade de comutação.

Alta impedância de entrada — A impedância convencional de entrada do disparador Schmitt pode ser aumentada, transformando o estágio de entrada em diferencial, como se pode ver na



Interface com TTL, com fonte de 12 V: os 5 V são ajustados no coletor de Q1.



Disparador Schmitt com entrada diferencial, de alta impedância.

figura 6. Isso também ajuda a manter o ponto de ação e a histerese constantes, independentemente das variações ambientais de temperatura.

Se Q1 está cortado, Q2 está conduzindo e Q3 mantém-se em condução; a saída é de - 18 volts, D1 está polarizado reversamente e o resistor de histerese R1 está fora do circuito. Quando a tensão de entrada alcança ou se torna mais negativa que a tensão de referência, Q1 começa a conduzir e Q3 e Q2 deixam de conduzir.

Quando Q3 entra em corte, o nível de saída vai a zero, polarizando diretamente D1 e colocando a base de Q2 próxima ao potencial de terra. A realimentação positiva nos caminhos de Q2 e Q3 aumenta regenerativamente a velocidade de comutação e D1 fornece a histerese.

No momento em que o sinal cai abaixo da nova tensão de referência, na base de Q2, Q1 entra em corte e Q2 começa a conduzir. Isso permite que Q3 conduza e a saída se eleve a - 18 volts, completando o ciclo. A velocidade do circuito depende principalmente de Q3, porque Q1 e Q2 formam um comutador de ação rápida, sendo típico um valor de 20 nanossegundos. Os transistores indicados podem ser substituídos por outros PNP de germânio ou silício, com um ganho de corrente de 30 ou mais. NE

Existem TRÊS boas razões para sua empresa veicular em

O profissional qualificado da área de eletrônica é nosso leitor. A NE tem 10.000 assinaturas pagas, além da venda em banca, num total de 42,500 exemplares.

A circulação é nacional, o que garante a visualização do seu anúncio por profissionais de outros estados.

Menor custo por mil, permitindo a sua empresa um melhor aproveitamento de verba e de espaço.

TV CONSULTORIA

Como extrair o sinal de vídeo do microcomputador

Neste mês, indicações sobre como tirar o sinal de vídeo dos micros, para alimentar _monitores de TV, e ainda outras respostas _

Fonte ou saída horizontal?

No aparelho Philco preto e branco chassi 361, no grupo 300 (fonte de alimentação), encontrei os seguintes valores de tensão: coletor de T301 = 19,3 V, emissor de T301 = 12 V. O resistor R302 e os diodos estão em perfeito estado. Por que, então, não tenho no ponto 303 os 24 V?

Eduardo de Vasconcelos — Brasilia, DF

Observe a figura 1, onde está ilustrado o esquema elétrico dessa fonte regulada. A tensão de 19,3 V, no coletor de T301, é proveniente do circuito retificador, sendo fornecida pelo transformador de rede. Essa tensão de entrada da fonte (não regulada) atravessa o transistor regulador série T301 e apresenta-se em seu emissor já com o valor estabilizado de 12 V.

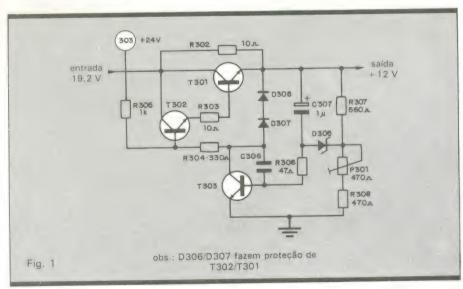
O resistor R302 possibilita que uma parcela da corrente de consumo do televisor atravesse por fora do transistor regulador, aliviando com isto a dissipação de potência sobre este. T302 atua como reforço de corrente para o transistor regulador série, formando com ele uma montagem *Darlington*. Nessa configuração, consegue-se que uma pequena corrente na base de T302 já seja suficiente para excitar T301.

O transistor T303 é chamado de amplificador de erro. Ou seja, a saída da fonte é amostrada pelo divisor de tensão formado por R307, P301 e R308 e aplicada sobre o diodo zêner D305. O sinal de "erro" dessa comparação vai para a base de T303, que o amplifica e inverte, antes da injeção na base do conjunto *Darlingtonl*regulador série T302/T301.

Agora chegamos ao ponto de sua dúvida: se a fonte está funcionando

corretamente, o que está demonstrado pela tensão de saída de 12 V (correta), por que não foram encontrados os 24 V no ponto 303, que alimenta a base de T302 através do resistor R305?

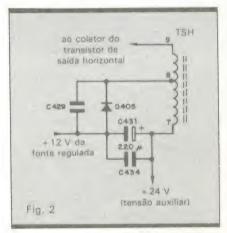
A tensão de 24 V é gerada pelo estágio de saída horizontal. Conforme mostra a figura 2, ela é obtida com o grampeamento dos pulsos horizontais presentes no enrolamento 7/8 do flyback, graças ao diodo D405, que traz a alimentação de 12 V da fonte princi-



Fonte de alimentação do TV Philco chassi 361.

pal. Sobre o capacitor de filtro C431 é então desenvolvida uma tensão de 24 V (12 V da fonte mais pulsos horizontais retificados) que alimenta, entre outros circuitos, o ponto 303 da fonte principal.

O resistor R305, juntamente com



Fonte auxiliar produzida no estágio horizontal.

R304, constitui a carga de coletor do transistor T303, que vai fornecer o sinal de erro ao conjunto regulador série. Observe que, da base de T302 até o emissor de T301, existem duas junções base-emissor (queda de tensão de 0,7 V) e mais o resistor R303 (queda de tensão do 0,2 V). Sabendo-se que a tensão aplicada à base de T302 estará presente no emissor de T301, a menos das quedas de tensões, para se obter os 12 V no emissor de T301 devemos aplicar 13,6 V (12 + 1,6) na base de T302.

Para proporcionar uma boa dinâmica de excursão sobre o resistor R305, o ponto 303 deve receber uma tensão com razoável margem de afastamento do valor 13,6 V, sendo então aplicado a ele o valor de 24 V proveniente de uma fonte auxiliar gerada pelo estágio de saída horizontal. Como na partida do TV ainda não existem os pulsos horizontais para se sobreporem à tensão de 12 V, essa fonte auxiliar apresentase com 12 V.

A mesma situação ocorre quando o estágio horizontal está inoperante, o

que acreditamos ser o caso do seu televisor. Portanto, o problema não está na fonte de alimentação, mesmo porque você constatou a saída normal de 12 V, o que já é suficiente para dar partida no aparelho. Verifique o estágio horizontal, seja o oscilador (T403/T405) ou a saída T406 e seus componentes associados, que certamente encontrará o problema.

Ajuste de branco

Embora esteja avançado no curso de TV, ainda não tenho habilidade nem conhecimentos para solucionar um problema que ocorre no meu aparelho. O TVC Telefunken apresenta o seguinte defeito: ao se mudar a chave CH301, separam-se as três cores através dos ímãs de correção, porém o azul aparece na forma de arco-íris, tal como mostra a figura 3. As tensões medidas são as mesmas do esquema do fabricante.

Sebastião Carlos Marciano — São Paulo, SP





É LIGAR E SOLDAR



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi, Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies.
Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA. Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril Osasco - São Paulo

Tel.: 803-3466

PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA



FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual Mais fácil do que grampear papel

SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

REGULÁVEL

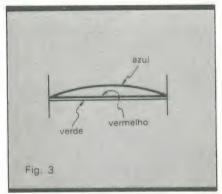
A 3ª MÃO Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloreto de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso. Aos sábados - Centro de S. Paulo Informações Tel.: 221-1728

CETEISA — Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743



Defeito: as cores se separam, e o azul forma um arco.

Antes de responder à sua questão, vamos esclarecer alguns pontos importantes. CH301 é a chamada "chave de serviço" e sua função é permitir o ajuste correto da polarização do cinescópio, equilibrando a intensidade da corrente de feixe dos três canhões, para se produzir o tom branco.

Essa chave não separa as três cores através dos ímãs de correção, como você cita, mas sim desliga o sistema de deflexão vertical para permitir a formação de uma única linha no centro da tela. Como os cinescópios tricromáticos possuem três feixes, e devido ao desajuste do sistema de convergência, ao invés de uma única linha observam-se três, uma de cada cor. Se a convergência do televisor estivesse corretamente ajustada, essas três linhas estariam coincidindo e dariam origem a uma única linha branca.

Portanto, verifique antes o sistema

de convergência da sua TV e, se for necessário, proceda a um ajuste. Mas, lembre-se, para o ajuste da convergência não utilize a chave de serviço. Esse ajuste é realizado aplicando-se um sinal padrão convergência ao aparelho e atuando sobre os controles de convergência estática (1.º passo) e dinâmica (2.º passo). O ajuste do branco ou equilíbrio dos feixes poderá, então, ser realizado após o ajuste de convergência, e para esta finalidade deve ser utilizada a chave de serviço da TV.

Três dúvidas: TVC, TVPB e VCR

Solicito a esta seção três esclarecimentos técnicos. 1) Na TVC Telefunken 361, não consegui solução para uma pane no horizontal: não há alta-tensão e a voltagem no circuito de emissor e base de T504 é igual a 180 V. 2) Falta de nitidez e imagem ligeiramente negativa em um TV preto e branco Philco B265. 3) Videocassete JVC HR6700U: falhas intermitentes na gravação de vídeo. Ora grava, ora não grava. A gravação inicia-se bem, mas depois, em alguns minutos, nada aparece gravado, só a fita apagada em vídeo e o som normal. De vez em quando o defeito desaparece por completo. Não há problema de campos magnéticos por perto. Há umidade devido ao ar condicionado poderia ser isso?

> Heitor Vianna Posada Filho — Niterói, RJ.

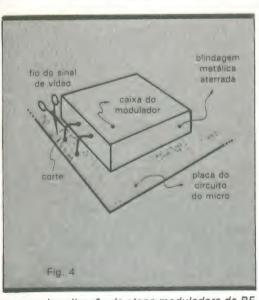
Vamos às suas questões, pela or-

dem em que foram apresentadas.

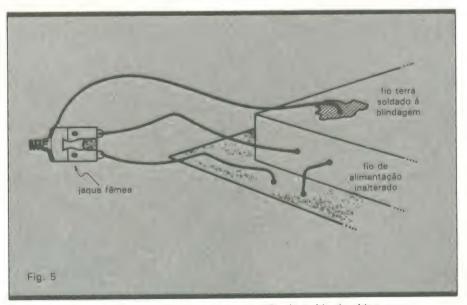
1) A ausência de alta-tensão MAT deve ser pesquisada no estágio horizontal. Em primeiro lugar, certifique-se de que o oscilador horizontal esteja funcionando corretamente, pois, sem excitação, o estágio de saída nada pode fazer. Comprovada a existência do sinal de excitação, passe a examinar com atenção o estágio de saída. Não temos condições de examinar o seu problema com maior profundidade, pois você não nos remeteu dados suficientes para uma análise mais completa.

2) Normalmente, a falta de nitidez (embacamento) acompanhada de uma aparente imagem negativa revela emissão insuficiente do feixe de elétrons do cinescópio, ou seja, esgotamento do TRC. Contudo, uma exata afirmação a esse respeito somente poderá ser feita após um exame adequado nos circuitos de polarização do cinescópio. No caso de cinescópios com baixa emissão (esgotados), resta-nos aplicar uma última alternativa: elevar a tensão de filamento e, com isto, induzir a uma maior liberação de elétrons pelo catodo, fazendo-o voltar às condições de uso (porém, por pouco tempo).

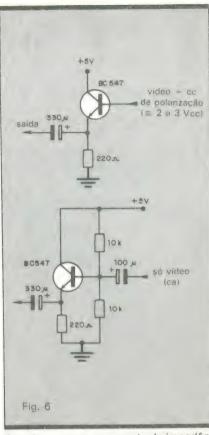
3) As falhas na gravação do videocassete estão sendo produzidas por algum problema intermitente em seu circuito. Tais problemas são bastante difíceis de serem detectados, uma vez que têm ocorrência aleatória. Isso exige a observação do circuito por um tempo prolongado, e o uso de instrumental próprio ligado a ele. Campos



Localização da etapa moduladora de RF e da saída de vídeo.



Um jaque fêmea pode ser utilizado para a conexão da saída de vídeo.



Circuitos para o casamento de impedância com a saída do micro.

magnéticos não causam problemas desse tipo. Quanto à umidade do ar, ela poderá ser detectada pelo videocassete (sistema dew), que, neste caso, se desligará completamente, não permitindo gravações nem reproduções. Portanto não é esse também o provável defeito no circuito do seu aparelho. Somente uma oficina especializada poderá realizar um exame completo e sanar o problema. Boa sorte.

Saida para video

Por diversas vezes nesta seção, já apresentamos circuitos para serem adaptados a receptores de TV, no sentido de que estes ofereçam uma entrada de vídeo, muito procurada pelos possuidores de microcomputadores. Por outro lado, para alimentar essa entrada de vídeo, devemos extrair o sinal de vídeo do microcomputador antes de ser modulado pela portadora de RF. O leitor Fernando B. A. solicitou, pela NE n.º 106, a maneira de se localizar o sinal de vídeo no interior de um TK-85. Esta informação nos foi enviada por um de nossos leitores, e, por tê-la como de interesse geral, resolvemos reproduzi-la

A saída de sinal para TV é idêntica em quase todos os micros dessa categoria. Na figura 4 pode-se observar a aparência genérica da etapa moduladora de RF, envolvida por uma blindagem para evitar irradiações do sinal.

Alimentando o modulador de RF, existem praticamente só dois fios básicos: um do sinal de vídeo e outro com alimentação CC para o circuito, habitualmente de 5 V. Identificado o fio do sinal de vídeo, corta-se o mesmo pela metade e solda-se cada extremidade aos contatos de um jaque fêmea com interrupção. Dessa forma, quando o plugue não estiver conectado, tudo se passará como se o circuito estivesse fechado, alimentando o modulador. Conectando-se o plugue externo, o sinal de vídeo será desviado para o monitor (receptor de TV adaptado). Não esqueca de soldar, também no jaque fêmea, o terra do circuito, como mostra a figura 5. O nível do sinal fornecido pelo microcomputador deverá ser suficiente para alimentar a entrada de vídeo, que em geral exige aproximadamente 1 Vpp.

Como as entradas de vídeo são padronizadas com a impedância de 75 ohms, será prudente adicionar um circuito reforçador junto à saída de sinal do micro. Esse circuito é constituído por um simples transistor na configuração seguidor de emissor, tal como indica a figura 6.





Angulo de permanência: mais um trabalho

para o multimetro

Relação de componentes

R1 - 18 Ω - 5 W

R2 - 27 \O - 1/4 W C1, C2 - 2,2 kpF/250 V (poliéster)

D1 - 1N4004

D2 - 5,6 V/500 mW (zêner)

D3, D4, D5 - 1N4002

Q1, Q2 - BD135

P1 - 50 Ω (potenciômetro de fio)

xistem muitos aficionados de eletrônica que gostam de fazer, eles próprios, a regulagem do carro, seja por economia ou pela garantia de que o serviço será realmente bem feito. A regulagem inclui, basicamente, ponto de ignição, marcha lenta e abertura dos platinados. Alguns chegam mesmo a regular as válvulas com perfeição. Outro ponto a ser verificado, porém, e que poucos conhecem, é o ângulo de permanência dos platinados.

Esse ângulo é o tempo em que os platinados permanecem fechados (medido em graus) e durante o qual a corrente da bateria flui pelo primário da bobina e nela desenvolve um campo magnético. Ao ser interrompida a corrente, quando os platinados abrem, o campo magnético entra em colapso - e através da alta relação de espiras da bobina surge uma alta-tensão que provoca a faísca nas velas.

Se o ângulo de permanência for muito curto, o campo magnético não será forte o bastante para produzir uma boa faísca nas velas. Se for muito longo, o núcleo da bobina irá saturar-se, prejudicando igualmente o desenvolvimento de uma alta-tensão satisfatória além da possibilidade de danos na bobina, provocados por excesso de aquecimento.

Normalmente, o ângulo de permanência é ajustado através da abertura correta dos platinados, de acordo com a especificação de cada tipo de automóvel. Mas esse ângulo também é afetado pelo desgaste dos pontos do eixo que faz a abertura dos platinados. e como esse desgaste nunca é o mesmo para todos os pontos (além de outros fatores), a medida da abertura nem

sempre é uma boa indicação de que o mesmo está correto. Por essa razão. desenvolvi um medidor eletrônico que. acoplado a um VOM de galvanômetro. faz essa medida com perfeição, estando o motor em movimento.

Circuito — O medidor é constituído basicamente por um gerador de corrente constante, formado por Q2, R2, D3, D4, D5 e P1. Os demais componentes (R1, C1, D2, C2 e Q1) protegem o circuito e o multimetro contra danos, mantendo constante a tensão sobre eles. O diodo D1 também serve de proteção. evitando problemas no caso de inversão acidental dos terminais de entrada, bloqueando ainda as elevadas tensões reversas presentes nos pontos do distribuidor.

Sendo a corrente constante, a medida indicada pelo VOM será função apenas do tempo em que o platinado estiver fechado - que é sempre igual para qualquer rotação do motor, devido aos mecanismos de compensação existentes no distribuidor.

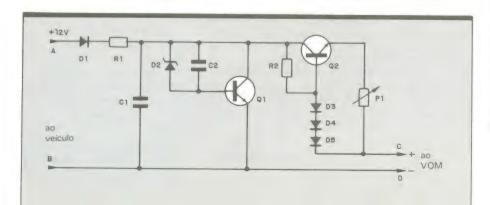
Utilização — Selecione seu VOM para medir corrente numa escala igual ou imediatamente superior a 150 mA. Mantenha P1 em seu ponto médio e ligue o instrumento aos terminais C e D. Ligue então o ponto A ao terminal positivo da bateria e o ponto B ao chassi do veículo. Ajuste P1 para obter a leitura de 150 mA e o aparelho estará calibrado.

Para utilizá-lo, mantenha o ponto A no positivo da bateria e ligue o B ao ponto não aterrado do distribuidor (o fio ligado à parte móvel do platinado). O VOM vai indicar uma corrente que poderá ser convertida diretamente em ângulo de permanência, através da tabela anexa. Se for necessário, ajuste a abertura dos platinados, até obter o ânqulo de permanência correto. Você poderá informar-se sobre o ângulo de permanência ideal para seu carro consultando uma oficina autorizada.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Todo mês selecionaremos uma entre as várias

idéias recebidas.

Tabela de conversão									
corrente (mA)	0	60	65	70	75	80	85	90	95
ângulo p/ 4 cilindros	0	36°	39°	42°	45°	48°	51°	54°	57°
ângulo p/ 6 cilindros	0	24°	26°	28°	30°	32°	34°	36°	38°



ARSENIETO DE GÁLIO

Arsenieto de gálio: uma alternativa para o silício

Novas tecnologias de fabricação começam a tornar possível em algumas áreas a __substituição do silício pelo arsenieto de gálio

á quase duas décadas, o arsenieto de gálio -GaAs - vem sendo utilizado na construção de dispositivos eletrônicos e há pelo menos dez anos são produzidos circuitos integrados com esse material. O principal fator a determinar a utilização do GaAs como material semicondutor, para a fabricação de dispositivos eletrônicos, é a elevada mobilidade dos seus elétrons, que, dependendo da tecnologia de fabricação empregada, pode atingir valores 50 vezes maiores que no silício. Outra vantagem do GaAs é possuir uma faixa proibida mais elevada em seu diagrama de energia, o que o torna menos condutor que o silício, por exemplo. Isso permite obter-se sensível redução nas correntes de fuga e redução ainda maior nas capacitâncias parasitárias presentes num CI.

Além disso, o fato de a recombinação de elétrons e lacunas dar-se de forma direta, vinculada à largura da faixa proibida, tem como conseqüência uma maior eficiência na irradiação de luz na recombinação desses portadores. Por isso, o arsenieto de gálio é usado tanto na fabricação de diodos eletroluminescentes (DEL), como na de *lasers* a semicondutor, onde é empregado em combinação com outros compostos da série III-V. Tais características possibilitam a sua aplicação também nos dispositivos de microondas de potência, na construção de CIs monolíticos e híbridos para microondas (CIMM e CIHM) e, recentemente, em circuitos integrados monolíticos digitais (CIMD). Nesses dois últimos anos, por sinal, os CIMDs têm registrado desenvolvimento excepcional, prevendo-se que, em menos de uma década, eles possam alcançar níveis de complexidade na integração equivalentes aos dos integrados de silício.

Em face desse enorme potencial, mais cedo ou mais tarde o nosso leitor irá se defrontar com um integrado GaAs. Para informá-lo sobre suas principais tecnologias e características, vamos desenvolver uma série de artigos com o propósito de familiarizá-lo com o assunto.

Introdução — Os recentes progressos na aplicação de arsenieto de gálio têm produzido resultados surpreendentes, chegando mesmo a contradizer opiniões de especialistas abalizados manifestadas há alguns anos. Por causa deles, acostumamo-nos com a idéia de que, embora apresentando uma velocidade muito elevada, a tecnologia de arsenieto de gálio registra um rendi-

mento de fabricação (vield) muito baixo, sendo por isso mais indicada para aplicações na construção de dispositivos discretos e circuitos integrados em pequena escala (ou em CIs em escala ampla, porém destinados a fins muito especiais, onde o fator custo pode ser desprezado). Contrariamente a este ponto de vista, o GaAs vem sendo utilizado de forma cada vez mais ampla na construção de Cls com integração em larga escala (LSI). Neste sentido, é importante registrar que em alguns países industrializados já se obteve, a nível de laboratório, integrados GaAs altamente confiáveis com alta integração e ótimo desempenho em termos de velocidade e consumo de potência. Embora sejam apenas experimentais, os bons resultados alcançados por diferentes equipes permite-nos antever o lugar importante que os integrados digitais GaAs deverão ocupar até o final desta década, na implementação de sistemas com lógica de alta velocidade. Segundo algumas projeções, o grau de complexidade dos integrados GaAs chegará mesmo a ultrapassar o dos Cls de silício, caso seja mantida a atual tendência de crescimento(1).

Um parâmetro muito comum utilizado pelos pesquisadores para avaliar a qualidade das tecnologias de fabricacão de CIs em microeletrônica é o produto da relação potência consumida x tempo de atraso, numa porta lógica inversora simples. Quanto menor for este produto, mais adequada será a tecnologia para a produção de Cls. Pois bem. Pesquisas recentes com o arsenieto de gálio têm mostrado que é possível produzir-se portas lógicas com níveis muitos baixos de consumo de potência, além de tempos de atraso de duas a cinco vezes menores que os obtidos pelas tecnologias mais rápidas de silício.

Como exemplos, podemos citar alguns lançamentos de integrados desse tipo, a saber: um multiplicador digital de 16 x 16 bits, com 10,6 ns de tempo de multiplicação e potência consumida de 952 mW, produzido pela Fujitsu; memórias MAD estáticas de 1 e 4 K bits com tempo de acesso menor do que 3 ns e potência consumida inferior a 0,7 W, produzidas pela Fujitsu e pela NTT; e um arranjo lógico, rede de portas lógicas adaptadas ao usuário, RELAU, de 1 200 portas, que opera em 400 MHz e com velocidade equivalente à lógica de acoplamento de emissor,

LAE (porém com um décimo do consumo de potência), produzido pela Tektronix. Em cada um desses Cls, o produto (potência x tempo de atraso) é de 3 a 10 vezes inferior ao que é registrado em integrados e equivalentes, fabricados com outras tecnologias.

Concluindo nossas considerações iniciais, lembramos que existem muitos novos materiais semicondutores sendo utilizados na construção de Cls e de dispositivos eletrônicos. Desses novos materiais semicondutores, o arsenieto de gálio (GaAs) é o principal destague e, por isso, terá um tratamento especial nesta série de artigos. Assinalamos, contudo, o uso de outros materiais semicondutores na microeletrônica, como é o caso do fosfito de índio, do telureto de cádmio mercúrio, do arsenieto de gálio índio (InGaAs), das heterojunções de sulfeto de chumbo-silício, além de outros compostos da série III-V e II-VI. Esses materiais semicondutores encontram larga aplicação na fabricação de componentes óptico-eletrônicos, como diodos eletroluminescentes, diodos detec-

10 106 CIs de silício 10 (em produção) 10 Cls de GaAs (protótipos) 103 10 10 100 1960 1970 1980 1990 2000 Fig. 1

Para efeito de comparação, são apresentadas curvas ilustrando o aumento do nível de complexidade de pastilhas de arsenieto de gálio e de silício.

	Ge	Si	GaAs
Largura da faixa proibida (cv)	0.67	1.106	1,400
Tipo de transição na faixa	indireta	indireta	direta
Máxima mobilidade a 15°C (cm²/v-s)	3 950	1 900	11 000
Máx. mob. de lacunas a 25°C (cm²/v-s)	1 900	425	450
Massa efetiva dos elétrons (m*)	0.55	1,1	0.43-0.071
Elétrons livres a 25°C (cm ⁻³)	2.4 · 1013	1.5 · 10 ¹⁰	$1.4 \cdot 10^{6}$
Resistividade intrínseca (ohm-cm)	46	$2.3 \cdot 10^3$	$3.7 \cdot 10^{8}$
Ponto de fusão (°C)	936	1 420	1 238
Densidade específica (g/cm ³)	5,328	2,329	5,316
Constante cristalina (A)	. 5,658	5,430	5,654
Distância entre átomos vizinhos (Å)	2,45	2,35	2,45
Átomos/cm ³	4,42 · 10 ²²	$5.0 \cdot 10^{22}$	4,43 . 102
Coeficiente de expansão térmica (°C ⁻¹)	$6,1 \cdot 10^{-6}$	$2,33 \cdot 10^{-6}$	5,93 · 10-
Constante dielétrica	15,7	12	11,1
Calor específico	0,074	0,167	0,086
Pressão de vapor no ponto de fusão			
(atm.)	10-8	10-7	1

tores de luz. lasers em estado sólido. matrizes detectoras de imagens em infravermelho etc. (2-65).

Substrato semicondutor — Como já dissemos, além da aplicação em circuitos integrados extremamente rápidos, o arsenieto de gálio é empregado intensamente na construção de dispositivos de microondas e de dispositivos e matrizes óptico-eletrônicos. Sem dúvida, pode ser considerado o material semicondutor mais utilizado, depois do silício, suplantando de longe, por exemplo, o germânio, que, no passado, foi um material semicondutor de ampla aplicação e que ainda é usado na fabricação de alguns tipos de diodos e transistores, além de dispositivos semicondutores especiais. Entre os diferentes dispositivos fabricados com GaAs, podemos citar os varactores, os transistores de efeito de campo, o metal semicondutor (TEC-MES), os diodos e transistores de microondas, os lasers de injeção, os dispositivos de resistência negativa, e ainda os fotodiodos e mosaicos detectores de infravermelho, os diodos eletroluminescentes, os circuitos integrados monolíticos e híbridos etc.(66)

Hoje, podemos afirmar que os circuitos integrados de arsenieto de gálio já estão atingindo o limiar da integração em escala ampla. O tempo de retardo por porta pode atingir nestes Cls valores inferiores a 30 ps, ou seja, 3. 10⁻¹¹ segundos(67-84). Para que se tenha uma idéia da diferença de características do germânio e do silício com relação ao arsenieto de gálio, apresentamos na Tabela 1 um quadro comparativo de seus parâmetros(85).

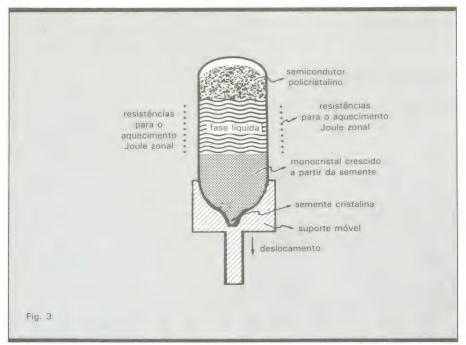
As diferenças mais expressivas entre os parâmetros dos três materiais semicondutores são a largura da faixa proibida e a mobilidade dos elétrons. A primeira afeta de forma exponencial a população ou o número de elétrons livres na faixa de condução e o número de lacunas na faixa de valência, num cristal puro. Deste modo, na temperatura ambiente, o cristal de GaAs puro ou intrínseco tem uma resistividade drasticamente maior do que o silício ou o germânio. O arsenieto de gálio com máxima pureza registra uma temperatura ambiente de aproximadamente 1,4 · 106 elétrons livres por cm3 em comparação com 1,5 · 1010 elétrons livres por cm³, no silício, e 2,4 · 10¹³ elétrons livres por cm³, no germânio. Desta forma, o GaAs apresenta uma resistividade intrínseca de 3,7 · 108 ohms/cm, enquanto o germânio possui apenas 46 ohms/cm de resistividade(86-87)

Num cristal perfeito de arsenieto de gálio, a mobilidade dos elétrons pode atingir 105 cm²/v-s, embora nesse material o valor típico de mobilidade seja de 12103 cm²/v-s, devido à presença de defeitos na estrutura cristalina. Tal como no silício, o aumento de concentração das impurezas provoca naturalmente uma redução acentuada na mobilidade. Mas este fator também é responsável pelo aumento do número de portadores de carga — proporcional ao número de átomos de impurezas doadoras ou, se for o caso, de impurezas aceitadoras. No GaAs puro, a mobilidade cresce rapidamente com o decréscimo da temperatura a que ele estiver submetido. Como já dissemos, já foram registradas mobilidades de até 10⁵ cm²/v-s a 77°K em cristais de GaAs ainda não totalmente purificados. A obtenção de arsenieto de gálio puro e sem defeitos apresenta considerável dificuldade tecnológica, sendo que o único processo conhecido que produz redes cristalinas perfeitas ou "super-redes" em GaAs é o crescimento epitaxial por feixe molecular (CE-FEM). Para que se tenha idéia de casos típicos, os processos convencionais permitem que se obtenham cristais de arsenieto de gálio de pureza 0,02 partes/milhão, correspondentes a cerca de 10¹⁵ átomos de impureza por cm³. Com relativa facilidade, tanto no germânio como no silício, podem-se obter graus de pureza da ordem 10¹³ átomos por cm³, ou seja, duas ordens de grandeza melhores.

Tecnologias de obtenção de monocristais — Tal como no silício, o crescimento de cristais de arsenieto de gá-

sem-fim de tarugo nuxamento cristalino cadinho semente em fase cristal crescido do cristal final de puxamento C resistência para o aquecimento por efeito Joule b) c) Fig. 2

Câmara de puxamento de cristais Czochralski, mostrando as diferentes fases de crescimento de um monocristal.



Câmara de crescimento de monocristais pelo processo de fusão zonal de Bridgemann.

lio pode ser feito, a partir de sua fase líquida, utilizando-se o método de Czochralski⁽⁸⁸⁾. Neste processo, partimos de um cadinho contendo a substância fundida a partir da qual será feito o crescimento do monocristal semicondutor. Em seguida, colocamos sobre a superfície líquida um pedacinho do cristal (semente), com uma orientação cristalina adequada, que deverá ser puxado lentamente. Com isso, as moléculas da fase líquida serão depositadas na semente, obedecendo a orientação dos átomos originais; obteremos dessa forma um tarugo monocristalino. Na figura 2, temos um sistema de crescimento de monocristais pelo método Czochralski, que é empregado para o crescimento de monocristais de diferentes tipos de semicondutores, inclusive do silício. No caso do GaAs, este método permite que sejam produzidos cristais com grau de pureza correspondente a 1 · 1014 elétrons livres por cm3 e mobilidades típicas de 7 000 $cm^3/v-s^{(89-90)}$

Um processo alternativo e complementar ao Czochralski é o método de crescimento de Bridgemann, de fusão zonal. Através dele, é possível produzirse um monocristal de qualidade muito boa, a partir de um suporte móvel e utilizando aquecimento local e esfriamento controlado. Na figura 3 apresentamos um diagrama esquemático de um forno de Bridgemann. Neste processo a parte fundida é deslocada lenta e axialmente em relação ao monocristal do semicondutor já crescido, fazendo com que ele se desenvolva progressivamente até atingir o tamanho desejado. Quando já temos o monocristal produzido através de outro método, sua qualidade e o seu grau de pureza podem ser aprimorados pelo emprego do método de Bridgemann, repassando-o sucessivamente e realizando o recozimento zonal. Com o processo de Bridgemann obtemos cristais de arsenieto de gálio mais puros e com menos defeitos do que no processo anterior, chegando a produzir monocristais com cerca de 4 · 1014 elétrons livres/cm³ e mobilidades típicas da ordem de 8 000 cm²/v-s.

Bibliografia

- High Speed System Look to GaAs For Low Power LSI — T. M. Reeder e A. G. Rode — Computer Design, setembro de 1984, págs. 231-242.
- Comparision of Hg_{0.6} Cd_{0.4} Te, LPE Layer Growth From Te⁻, Hg⁻, and HgTe-Rich Solutions — J. E. Bowers e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 14-23.
- RF Triode-Sputtered Mercury Cadmium Telluride Thim Films — R. H. Cornely e ou-

- tros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 29.31
- Properties of Ion Implanted Junctions in Mercury — Cadmium Telluride — A. Kolodny el. Kidson — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 37-42.
- 5) 1/f Noise in (Hg, Cd) Te Photodiodes S. P. Tobin, S. Iwasa e T. J. Tredwell IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 43-47.
- 6) Effect of Trap Tunneling on the Performance of Long-Wavelength Hg, _ x Cd_x Te Photodiodes J. Y. Wong IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 48-57.
- Ion Implantation Doping of Cd_{0,2} Hg_{0,8} Te for Infrared Detector — H. Ryssel e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 58-61.
- 8) Vapor Phase Epitaxially Grown in GaAs Photodiodes — N. Sura e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 92-98.
- 9) The Optical and Detector Properties of the PbS-Si Heterojunction — A. J. Stechle outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 126-133.
- 10) Monolithic HgCdTe Charge Transfer Device Infrared Imaging Array — R. A. Chapman e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 134-145
- 11) Hybrid IRCCD Imaging Array H. Takigawa e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 146-149.
- 12) HgCdTe Photoconductive Detector Array M. Itoh e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de

1980, págs. 150-153.

- HgCdTerCdTe Heterostructure Diodes and Mosaics — C. C. Wang e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, págs. 154-159.
- 14) A Fully Monolithic InSb Infrared Imagers R. D. Thomeoutros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 160-169.
- 15) Technology Development for InSb Infrared Imagers — C. Y. Wei e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 170-174.
- 16) CCD Read Out of Infrared Hybrid Focal-Plane Arrays — P. Felix e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 1, janeiro de 1980, págs. 175-188.
- 17) Design and Fabrication of Large Area Thin Film Transistor Matrix Circuits for Flat-Display Panels — F. C. Lou eW. A. Hester — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, nº 1, janeiro de 1980, págs. 223-230.
- 18) The Role of Nitrogen on the Degradation Behavior in Z, PE and VPE Gap: N Light Emitting Diodes H. Albrecht IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 259-263.
- High Brightness Gap Green LED's T. Nijna e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 264-267.
- 20) Temperature Behavior of Bright Luminescence from Z, PE Grown Ga_{1-x} A1_xP Structures
 O. N. Ermakov e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 40, abril de 1983, págs. 268-270.
- 21) Intense Blue-Emission Band and the Fabrication of Blue Light Emitting Diodes in I Doped and Aglon Implanted Cubic ZnS T. Yokogawa e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 271-276.

- 22) Single Crystal Growth of SiC Substrate Material for Blue Light Emitting Diodes G. Ziegler e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 277-281.
- 23) Low Threshold Voltage ZnSe: Mn Thin Film Electroluminescent Cells Prepared by Molecular Beam Growith Method T. Mishima e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 282-284.
- 24) Recent Advance in the Performance and Reliability of In GaAsP LED's for Lightwave Communication Systems (Invited) R. H. Saul IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 285-295.
- 25) Light Intensity Profiles of Surface Emitting In GaAs P LED's: Impact on Coupling to Optical Fibers — J. A. Borsuk — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 296-303.
- 26) The Migration of Gold from the P Contact as a Source of Dark Spot Defects in In P/In G a GaAs P LED's — A. K. Chin e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, nº 4, abril de 1983, págs. 304-309.
- 27) Reliability of In GaAs P Light Emitting Diodes at High Current Density C. L. Zipfel e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 310-315.
- 28) Dominance of Auger Recombination in In GaAsP Light Emitting — Diode Current-Power Caracteristics — T. Oji e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 316-320.
- 29) Positive Feedback Model of Defect Formation in Gradually Degraded GaALAs Light Emitting Diodes K. Kondo e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 321-325.



Proporciona de 2 000 a 3 000 estanhagens/dia. Oferecido em dois modelos: E-109 e E-109 S.



Destinado a soldagem de placas de circuitos impressos, cabos, terminais.

Oferecido em três modelos: E-201, E-210 e E-211.



PRODUTOS ELÉTRICOS PALLEY LTDA.

Rua João Serrano, 459 (Bairro do Limão) Fone: 265-5244 — C.P. 30.085 — São Paulo, SP

Representante p/ o RS: Palley Representações Comerciais Ltda., Av. Polônia, 530, s. 203, Porto Alegre

OS-22

Osciloscópio para faixa de freqüências de C.C. a 20 MHz



O OS-22 é um osciloscópio de duplo traço, para uso universal, com resposta em freqüência até 20 MHz e sensibilidade máxima de 5 mV/cm. Além das características apresentadas pelo já conhecido OS-20, este novo instrumento traz em si uma linha de retardo, que permite a visualização da medida de pulsos, e uma tela retangular de 8 x 10 cm com retícula interna. Aos recursos citados, somam-se ainda a facilidade adicional do eixo Z, que permite a modulação de intensidade do feixe para aplicações especiais, e uma saída auxiliar desacoplada fornecendo 50 mV por divisão do sinal apresentado na tela. Esta saída possibilita a monitoração desses sinais por outros instrumentos, como por exemplo, freqüêncímetros. Necessárias ao desempenho correto de qualquer osciloscópio, a confiabilidade e eficácia do circuito de trigger utilizado, garantem uma operação estável mesmo com sinais de baixa amplitude até 30 MHz. O manuseio do OS-22 é de grande simplicidade, face à identificação imediata de cada controle em seu painel frontal.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA. Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

- 30) Properties of P N and P N Heterointerfaces in GaAs-AL_xGa_{1-x}As Heterostructure LED's L. S. Yu e C-D Wang IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 326-329.
- 31) Optical Properties of a 1,3 μm In GaAs Superluminescent Diode — N. K. Dutta e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 360-363.
- 32) In GaAsP Photodiodes (Invited) G. T. Stillman e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 40, abril de 1983, págs. 364-380.
- 33) Large-Area and Visible Response VPE in GaAs Photodiodes — P. P. Welb e G. H. Olsen — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 395-399.
- 34) Spatially Resolved Investigations of Micro Plasma Effects in Cd-Diffusion in P Photodiodes J. M. Vilela e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 400-403.
- 35) In GaAs/InP Phototransistor Based Detector S. Sakai e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 404-407.
- 36) In P: FE: Photoconductors a Photodetectors
 R. B. Hammond e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 4, abril de 1983, págs. 412-415.
- 37) Modulation-Doped GaAs/AlGaAs Heterojunction Field — Effect Transistors (MOS-FET'S), Ultrahigh-Speed Devices for Supercomputers — P. M. Solomon e H. Morkoc — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, nº 4, abril de 1983, págs. 1 013-1 014.
- 38) High Efficiency GalnAs/In P Heterojunction IMPATT Diodes — J. C. De Jaeger e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n.º 7, julho de 1983, págs. 790-795.
- 39) GaAs Integrated Optoelectronics N. Bar-Chaim e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, nº 9, setembro de 1982, págs. 1 372-1 381.
- 40) High-Current In GaAs P In P Phototransistors and Some Monolithic Optical Devices A. Sasaki e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 9, setembro de 1982, págs. 1 382-1 387.
- 41) A Planar in PilnGaAs P Heterostructure Avalanche Photodiode — T. Shirai e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 9, setembro de 1982, págs. 1 404-1 407.
- 42) Low-Temperature Zn and Cd Profiles in In P and Formation of Guard Ring in InP Avalanche Photodiodes — H. Ando e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 9, setembro de 1982, págs. 1 414-1 419.
- 43) A Monolithic GalnAsP/In P Photovoltaic Power Converter W. W. Ng. e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 9, setembro de 1982, págs. 1 449-1 453.
- 44) Optimized Design an Fabrication of High-Speed and High — Radiance in GaAsP/InP DHLED in the 1-μm Wavelenght Region — O. Wada e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 9, setembro de 1982, págs. 1 454-1 462.
- 45) A Solid-State Image Sensor for Image Recording at 2000 Frames per Second T. J. Tredwell e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 9, setembro de 1982, págs. 1 469-1 476.
- 46) Gigabit Logic Operation with Enhancement Mode GaAs MESFET: I. G's — T. Mizutani e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 2, fevereiro de 1982, págs. 199-204.
- 47) Metal-(N) AlGaAs-GaAs Two Dimensional Electron Gas FET — D. Delagebeaudeuf e N. T. Link — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 6, junho de 1982, págs. 955-960.
- 48) Submicron Gate GaAs/Al_{0,3} Ga_{0,7} MESFET's with Extremely Sharp Interfaces (40 Å) H.

- Morkoc e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 6, junho de 1982, págs. 1 013 1 017.
- 49) Performance of PVH₈ CdTe Arrays 1-14μm Applications — M. Lanir e K. J. Riley — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.° 2, fevereiro de 1982, págs. 274-279.
- 50) Radiance Saturation in Small Area GalnASP/In P and GaAlAs/GaAs LED's — R. C. Goodfellow e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 365-370.
- 51) Influence of Mg Doping on Cutoff Frequency and Light Output of in GaAs P/In P Heterojunction LED's — H. Grothe and W. P. Rochester — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 371-373.
- 52) An Experimental Study on Improvement of Performance for Hemispherically Shaped High-Power IRED's with Ga_{1-x} Al_x AS Grown Junctions — K. Kurata e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 374-378.
- 53) Low-Frequency Response to AlGaAs Double Heterojunction LED's — O. Hassegawa e N. Yagana — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 385-389.
- 54) Monolithic GaAIAS/GaAs Infrared to Visible Wavelenght Converter With Optical Power Amplification — H. Beneking e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 404-406.
- 55) GaSb Schottky Diodes for Infrared Detectors — Y. Magao e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 407-411.
- 56) High Brightness GaAlAs Heterojunction Red LED's — J. Varon e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 416-420.
- 57) Degradation Induced Formation of Extended Defects in Ga P:N LED's — G. Ferenczi — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 421-424.
- 58) A New Degradation Phenomenon in Blue Light Emitting Silicon Carbide Diodes — G. Ziegler e D. Theis — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 425-427.
- 59) Blue Electroluminescence in Forward Based ZnS Diodes X. W. Fan e J. Woods IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 428-433.
- 60) Electroluminescence by Impact Excitation in ZnSiMn and ⁻ZnSi: Mn Schottky Diodes — N. T. Gordon — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 434-435.
- 61) Photoluminescence of Zn S_x Se_{1-x} Epilayers and Single Crystals — A. Heime e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 436-439.
- 62) Spectroscopic Studies of ZnSe Grown by Liquid Phase Epitaxy B. J. Fitzpatrik e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, n.º 4, abril de 1981, págs. 440-443.
- 63) Time-Resolved Pulsed DC Eletroluminescence Studies in ZnS: Mn, Cu Power Phosphors M. S. Skolnick e P. J. Dean IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, nº 4, abril de 1981, págs. 444-448.
- 64) A Two-Dimensional Simulation of a Cooled, Submicrometer Indium Arsenide Schottky — Gate FET — R. K. Reich e D. K. Ferry — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 6, junho de 1980, págs. 1 062-1 065.
- 65) The Use of GaAs (GaAl) As Heterostructures for FET Devices D. Boccon-Gibod e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n.º 6, junho de 1980, págs. 1 141-1 146.
- 66) Gallium Arsenide Begins to Keep Some Promises — S. E. Scrupski, Electronics, novembro de 1967, págs. 106-107.

- 67) Solid State Devices The Traditional Bipolar vs MOS Battlelines are Blurring E. A. Torreno IEEE Spectrum, vol. 14, n.º 1, janeiro de 1974, págs. 48-53.
- 68) A DC-12 GHz Monolithic GaAsFET Distributed Amplifier E. W. W. Strid and K. R. Gleason IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 065-1 071.
- 69) A Monolithic GaAs 1-13-GHz Travelerig Wave Amplifier — Y. Ayashi e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 072-1 077.
- 70) Monolithic Dual Gate GaAsFET Digital Phase Shifter — J. L. Vorhaus e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, nº 7, julho de 1982, págs. 1 078-1 087.
- 71) New Technology Towards GaAs LSI/VLSI for Computer Applications M. Abe e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 088-1 093.
- 72) A GaAs MSI Word Generator Operating at G bits/s Data Rate — C. A. Liechti e outros — IEEE Transactions Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 094-1 102.
- 73) Satured Resistor Loads for GaAs Integrated Circuits — C. P. Lee e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 103-1 109.
- 74) High-Speed GaAs Static Random Access Memory — G. Bert e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 110-1 115.
- 75) High-Speed GaAs SDFL Divider Circuit E. R. Walton Jr. e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 116-1 122.
- 76) Ultra Broad Band GaAs Monolithic Amplifier
 K. Honjo e outros IEEE Transactions on
 Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de
 1982, págs. 1 123-1 129.
- 77) Estimation of GaAs Static RAM Performance M. Ino e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 130-1 135.
- 78) The Effect of Backgating on the Design and Performance of GaAs Digital Integrated Circuits M. S. Birrittilla e outros IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n.º 7, julho de 1982, págs. 1 135-1 142.
- 79) GaAs 1K bit Static RAM with Self-Aligned FET Technology — K. Asai e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-19, n.º 2, abril de 1984, págs. 260-262.
- 80) Delay Time and Signal Propagation in Large-Scale Integrated Circuits — R. O. Grondim e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-19, n.º 2, abril de 1984, págs. 262-263.
- 81) A High Speed GaAs 8 Bit Multiplexer Using Capacitor — Coupled Logic — D. A. Welbourn e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n.º 3, junho de 1983, págs. 359-364.
- 82) A GaAs Low-Power Normally-On 4 Bit Ripple Carry Adder — E. H. Perea e outros — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n.º 3, junho de 1983, págs. 365-369.
- 83) GaAs Digital Dynamic IC's for Applications up to 10 GHz — M. Rocchie B. Gabillard — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-18, n.º 3, junho de 1983, págs. 369-376.
- 84) A 12-18 GHz Medium Power GaAs MES-FET Amplifier — K. B. Niclas e outros — IEEE Journal of Solid Circuits, vol. SC-13, n.º 4, agosto 1978, págs. 520-527.
- 85) Some Special Features Make the Difference — D. Rethman, Electronics, novembro de 1967, págs. 108-109.
- 86) Dispositivos Eletrônicos Física e Modelamento — J. A. Zuffo, 2ª ed., 1978 — Ed. McGraw-Hill do Brasil, págs. 13-22.
- 87) Compêndio de Microeletrônica Livro 1: Processos e Tecnologias — J. A. Zuffo — Ed. Guanabara Dois, 1984, págs. 84-93.
- 88) Op. Cit. em 86, págs. 233-238.

A alternativa da transcodificação

Pela primeira vez descrito em livro, o transcodificador adapta aparelhos de videocassete, microcomputadores e videojogos NTSC a monitores PAL-M

Transcodificador de croma NTSC/PAL-M

David Marco Risnik Ristron Editora 90 páginas 1.ª edição — 1986

A compatibilidade entre os aparelhos importados de videocassete e as TVs brasileiras sempre foi um problema para os videófilos, que são obrigados a recorrer a oficinas especializadas para fazer as necessárias adaptações de circuito. Salvo, porém, se utilizarem um transcodificador, que permite realizar externamente a fatídica conciliação NTSC/PAL-M, sem que seja preciso alterar o equipamento original. É o que propõe este livro de David Risnik - um engenheiro formado pela FEI, que se especializou em vídeo e assina uma coluna mensal de consultoria em TV na Nova Eletrônica.

Pode-se dizer que é uma iniciativa inédita no Brasil, pois até agora o princípio de operação e o circuito desses dispositivos eram um segredo muito bem guardado pelas oficinas especializadas. Risnik reuniu todas essas informações em seu livro, oferecendo a todos os usuários de videocassetes, micros e videojogos importados a opor-

tunidade de montar o próprio transcodificador — que só precisa ser intercalado entre o equipamento e o monitor de vídeo, sem quaisquer alterações.

Em sete capítulos, ele fornece a teoria e a prática da transcodificação, começando por uma breve introdução, onde são explicados rapidamente os padrões e sistemas de TV, as diferenças básicas entre os sistemas americano e brasileiro de televisão em cores e os processos de adaptação entre equipamentos incompatíveis. Os outros três quartos do livro são eminentemente práticos, descrevendo a operação e a confecção de um circuito transcodificador, utilizando componentes do mercado nacional - entre eles, o integrado LM1889, um codificador PAL completo que faz quase tudo sozinho e já foi abordado pelo autor em uma de suas seções de consulta pela

A descrição do transcodificador está acima de críticas: além do esquema completo, com todos os valores, são fornecidos os estágios separadamente, com suas formas de onda, e dissecados em profundidade. Excelente ocasião para quem quer realmente saber como funciona o aparelho que vai montar. Ou, então, para quem deseja simplesmente conhecer melhor os meandros dos sistemas NTSC e PAL-M.

A parte de montagem, porém, deixa um pouco a desejar, pois traz apenas a relação de componentes e as informações sobre a confecção das bobinas utilizadas, excluindo o necessário projeto de uma placa de circuito impresso e detalhes mais profundos sobre a implementação do circuito. Assim, em princípio, essa falha permite que apenas os montadores mais experientes, com desenvoltura no projeto de circuitos impressos, possam desincumbir-se da montagem.

Em contrapartida, o autor parece querer compensar essa deficiência oferecendo, a partir de um cupomresposta incluído na última página do livro, a placa de circuito impresso ou o próprio kit, já prontos, do aparelho, o que não deixa de ser uma grande vantagem para aqueles com pouca experiência em montagens mais complexas, e uma vantagem relativa para quem, mesmo tendo a prática, não quer se dar ao trabalho de confeccionar a placa e adquirir os componentes em romarias pela Santa Ifigênia.

Numa visão de conjunto, em suma, o livro é um excelente manual de operação, esquemas e ajustes do transcodificador sugerido.

9.ª parte

Conheça os operacionais pela prática.

Neste artigo, como utilizar os amplificadores operacionais para implementar circuitos retificadores de meia onda e onda completa_

maior limitação dos diodos de silício reside no fato de não retificarem tensões menores que o valor apresentado pela sua barreira de potencial. No gráfico da tensão de saída da figura 1 podemos observar que o diodo somente passa a conduzir quando a tensão de entrada (E_i) ultrapassa a diferença de potencial da barreira. Comparativamente, na figura 2 observamos o comportamento do diodo "ideal", o qual oferece tensão de saída para qualquer valor positivo da tensão de entrada E_i (gráfico tensão de saída), pois neste

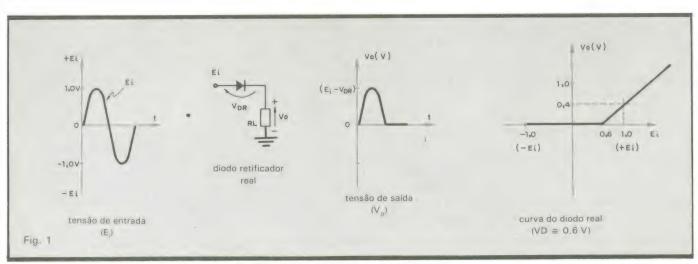
dispositivo hipotético a barreira de potencial apresenta valor nulo.

Nas figuras 1 e 2 também temos ilustradas as curvas de transferência respectivas. Nota-se que nesses gráficos não estamos considerando a região não linear de atuação do diodo real.

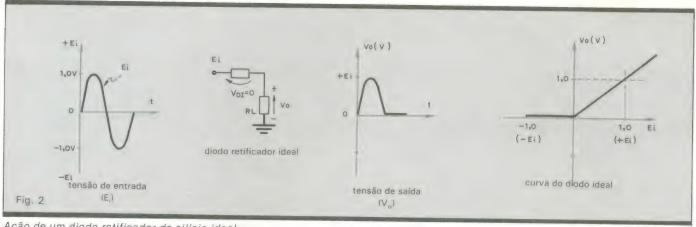
Como se sabe, não é possível adquirir um diodo "ideal" na loja de componentes mais próxima, para retificação de sinais alternados da ordem de milivolts. Porém, a partir de amplificadores operacionais, podemos implementar circuitos que realizam tal função — que também exibem a possibilidade

adicional de amplificar ou atenuar a magnitude do sinal de entrada, dependendo do valor dos componentes do elo de realimentação.

Os circuitos retificadores com operacionais são classificados em dois grandes grupos: os retificadores lineares de meia-onda (circuitos RLMO), onde a tensão de saída depende da magnitude e da polaridade do sinal de entrada; e os retificadores de onda completa de precisão (circuitos ROCP), cuja tensão de saída é proporcional ao módulo da tensão aplicada em sua entrada. Os circuitos RLMO e ROCP podem



Ação de um diodo retificador de silício real.



Ação de um diodo retificador de silício ideal.

ser utilizados nas mais diversas aplicações, incluindo: detectores de envoltória, detectores de faixa, circuitos grampeadores de precisão, moduladores de sinal (wave shapers), circuitos de captura e retenção (sample-and-hold), seletores de polaridade, conversores CA/CC e dobradores.

Circuitos RLMO — O circuito retificador linear de meia-onda pode ser implementado através da adição de dois diodos de sinal ao circuito amplificador inversor básico, já estudado anteriormente, e simula o funcionamento do diodo ideal da figura 2.

Quando a entrada Ei (veja fig. 3a) é

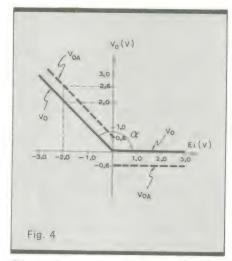
positiva em relação ao ponto de terra comum, o diodo D1 entra em condução, forçando a saída V_{oA} a assumir o inverso da tensão presente neste componente ($V_{oA} = -V_{D1}$), o que leva D2 ao estado de corte. Assim, para tensões positivas (+ Ei) aplicadas na entrada do circuito, a saída Vo será igual a zero, por ação direta da corrente I através do diodo D1. Entretanto, para tensões negativas (- Ei) aplicadas na entrada do circuito (veja fig. 3b), D2 entra em condução e D1 em corte, fazendo com que o circuito se comporte como um amplificador inversor.

Com isso, teremos para as variações de E_i compreendidas entre - E_{imáx} ≤

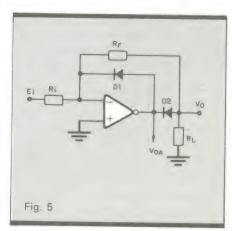
$$=\frac{E_i}{R_i}$$

$$AV = \frac{-RF}{R_i}$$

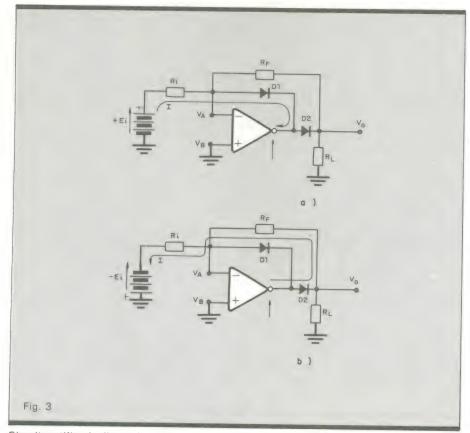
Para variações da tensão de entrada de zero até + E_{imáx} não será válida a equação (I), pois a saída do circuito Vo será igual a zero.



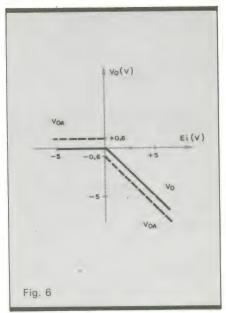
Curva de transferência do circuito retificador linear de meia-onda.



Circuito retificador de tensões positivas.



Circuito retificador linear de meia-onda com entrada positiva (a) e com entrada negativa (b).



Curva de transferência para o circuito da figura 5.

A operação do circuito pode ser vista no gráfico da figura 4, que ilustra a curva de transferência do mesmo. Neste gráfico, podemos observar que toda a atuação do circuito se baseia na igualdade:

$$V_{o} = V_{oA} - V_{D2}$$
 (III)

Porém, como $V_{oA} = V_o + V_{D1}$, teremos também que:

$$V_o = V_{oA} - V_{D1}$$
Igualando (III) e (IV), teremos:

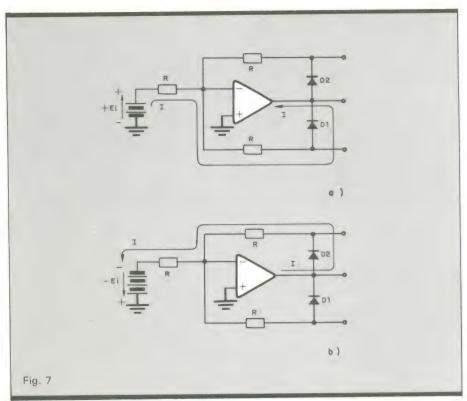
$$V_{oA} - V_{D2} = V_{oA} - V_{D1} \rightarrow V_{D1} = V_{D2}$$

Concluímos, através da expressão (V), que, para obter $V_0 = 0$ quando E_i ≥ 0, teremos de utilizar diodos que possuam as mesmas retas de carga. Outra observação interessante é que o α da curva de transferência do circuito corresponde ao ganho e depende dos valores dos resistores Ri e RF. Por último, podemos ressaltar que o circuito opera no segundo quadrante do gráfico, retificando apenas as tensões negativas do sinal alternado aplicado em sua entrada. Para implementar um retificador, de tensões positivas, recorremos ao circuito da figura 5, cujo funcionamento está ilustrado pela curva de transferência da figura 6. Note, em relação a este circuito, que:

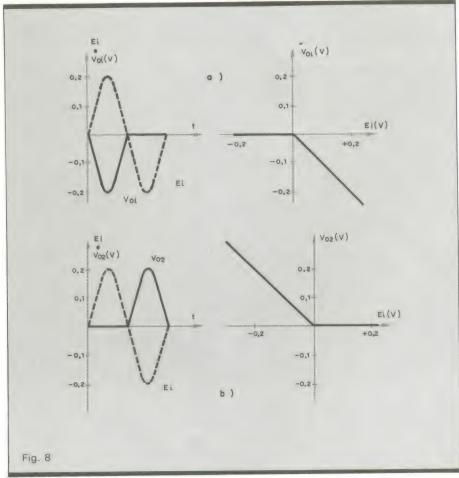
$$\begin{array}{l} V_o \,=\, -\, E_i \, (quando \, E_i > 0) \\ V_o \,=\, 0 \, (quando \, E_i \leqslant 0) \end{array} \label{eq:Vo}$$

São válidas para esse circuito todas as deduções anteriores.

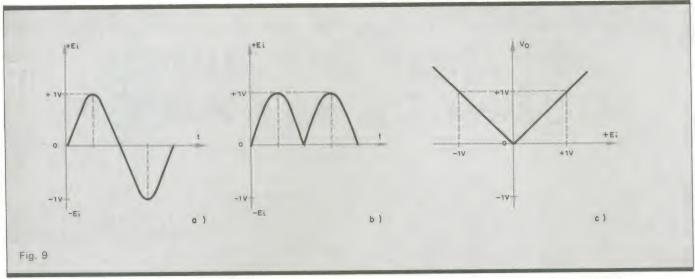
Seletor de polaridade — Uma aplicação interessante dos circuitos RLMO pode ser vista nas figuras 7a e 7b, que ilustram o funcionamento de



Circuito seletor de polaridade a partir do RLMO, com entrada positiva (a) e entrada negativa (b).



Funcionamento do circuito da figura 7 com entradas senoidais e respectivas curvas de transferências.



Entrada senoidal (a), saída do circuito ROCP (b) e respectiva curva de transferência (c).

um seletor de polaridade. Quando E_i for positivo (fig. 7a), teremos D1 em condução e D2 no corte, e assim $V_{o1} = -E_i$. Quando E_i for negativo (fig. 7b), teremos D1 cortado e D2 em condução, e, portanto, $V_{o2} = +E_i$.

Podemos observar que, quando V_{o1} estiver ativo ($V_{o1} = -E_i$), V_{o2} será igual a zero e vice-versa. Note também que as afirmações são válidas desde que:

$$V_{D1} = V_{D2} e RA = RB = R$$

As figuras 8a e 8b mostram o funcionamento dos circuitos para tensão senoidal aplicada na entrada, anexando os gráficos da curva de transferência para cada saída.

Circuitos ROCP — Os retificadores de onda completa de precisão simulam o funcionamento da ponte retificadora ideal. Conforme é do conhecimento de todos, ao ser aplicada uma tensão senoidal (fig. 9a) na entrada de uma ponte ideal, teremos em sua saída uma tensão contínua pulsante, como ilustra a figura 9b.

Podemos observar nesse gráfico que não existe barreira de potencial

nos diodos que compõem a ponte e, assim, a amplitude máxima do sinal pulsante é o valor de pico aplicado na entrada. Estes valores serão iguais, logo a ponte ideal (e os circuitos ROCP) apresenta a curva de transferência da figura 9c.

Vamos apresentar agora dois circuitos ROCP. O primeiro, desenhado nas figuras 10a e 10b, possui baixa impedância de entrada (igual ao valor de R); seu funcionamento será descrito matematicamente. O segundo, ilustrado pelas figuras 11a e 11b, é similar ao primeiro, apresentando, porém, a vantagem de possuir alta impedância de entrada (igual ao valor da impedância de entrada do operacional utilizado). Seu funcionamento não será equacionado, ficando este encargo para o leitor, uma vez que colocamos o sentido do percurso das correntes em jogo, além do valor da tensão em alguns pontos do circuito. Vamos, então, provar matematicamente que os circuitos mostrados nas figuras 10a e 10b apresentam em suas saídas o valor absoluto da tensão de entrada Ei.

Antes de iniciarmos a análise devemos ter em mente que o circuito somente funcionará como ROCP de ganho unitário se: R = RA = RB = RC = RD. Também não podemos esquecer que VA = VB e VX = VY. 1.º caso — $E_i > 0$ (fig. 10a)

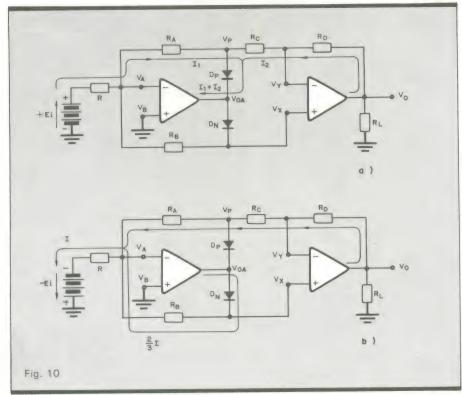
$$\frac{E_i - VA}{I1} = R \qquad \qquad (VI)$$

$$\frac{\text{VA} - (\text{V}_{\text{OA}} + \text{VDP})}{\text{I1}} = \text{RA} \qquad \boxed{\text{VI}}$$

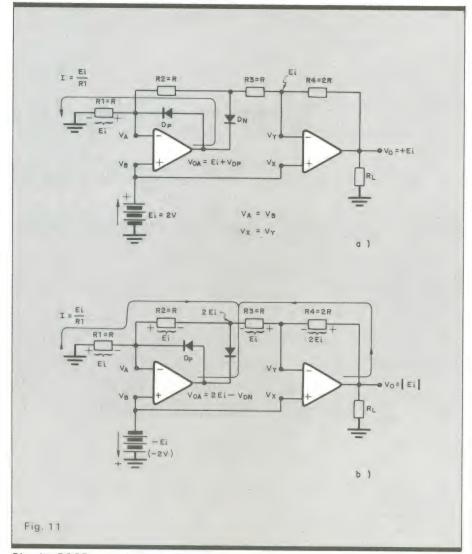
Fazendo
$$\overline{VI}$$
 = \overline{VII} , teremos:
 $\overline{E_i - VA}$ = $\overline{VA} - \frac{\overline{(V_{OA} + VDP)}}{\overline{I1}}$

Como VB = 0 e VA = VB:

$$E_i = -V_{OA} - VDP$$
 (VIII)



Circuito retificador de onda completa de precisão com baixa impedância de entrada e E_i positiva (a) e E_i negativa (b).



Circuito ROCP com alta impedância de entrada.

Do circuito da figura 10a temos:

$$VP = VDP + V_{oA}$$

$$V_{oA} = VP - VDP$$

(IX)

Da equação (VIII), obtemos:

$$V_{oA} = - E_i - VDP$$

X

Igualando X com (IX):

$$-E_i - VDP = VN - VDP$$

$$VN = -E_i$$

(XI)

Como VA = VY = 0 (pois DN está cortado), teremos:

$$\frac{VN-VY}{I2} = \frac{VY-V_0}{I2} \rightarrow$$

$$\rightarrow -V_0 = VN$$

(XII)

Assim, igualando (XI) com (XII), teremos:

$$-V_0 = -E_i$$

$$V_0 = + E_i$$

c.q.d.

 $2.^{\circ}$ caso — $E_i < 0$ (fig. 10b)

$I = \frac{E_i}{R} \rightarrow E_i = R \cdot I$ (XIII)

Do circuito, teremos:

$$VX = \frac{2}{3} I \cdot R \rightarrow VX = \frac{2}{3} E_i$$

Como VY = VX \rightarrow VY = $\frac{2}{3}$ E_i.

Assim:

$$\frac{\frac{2}{3} E_{i} - V_{o}}{R} = \frac{1}{3} I \rightarrow \frac{2}{3} E_{i} - V_{o} =$$

$$= \frac{1}{3} I \cdot R \rightarrow \frac{-2}{3} E_i + V_o =$$

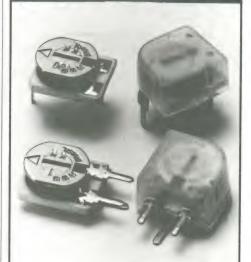
$$= \frac{1}{3} E_{i} \rightarrow V_o = \frac{1}{3} E_i + \frac{2}{3} E_i \rightarrow$$

$$\rightarrow V_0 = + E_i$$
 c.q.o

Observação: Note que para os dois casos obtivemos V_o igual a E_i positivo, não importando a polaridade de E_i . Desse modo fica comprovado que a saída V_o do circuito apresenta o módulo da tensão de entrada.

NE

CHEGOU O 1.º POTENCIÔMETRO QUE TEM ESTABILIDADE NO EMPREGO.



Os potenciômetros de cermet Dau já trabalham na indústria da informática na produção de mini, micro e grandes computadores

Agora, são exigidos como componentes importantes na eletromedicina e nas telecomunicações, por todas as suas qualida-

Conferem perfeita estabilidade térmica aos equipamentos, têm alto índice de miniaturização e confiabilidade, ajuste em ambos os lados, função linear, proteção antirotação, substrato de alumina, pista metálica semicondutora e resistência a processos de lavagem.

Potenciômetros Dau. Os únicos com estabilidade e emprego em mais de uma indústria.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Coeficiente de temperatura - ± 120 PPM/°C

Dissipação - 0,5W a 70°C Durabilidade - 1.000 horas a 70°C \leq 1% Valor residual - 0,1% Gama de valores - 100Ω a $2M2\Omega$

Peça catálogos e maiores informações à Dau. Você será prontamente atendido.



Dau do Brasil Componentes Eletrônicos Ltda. VENDAS Rua João de Souza Dias 972 04607

São Paulo SP Tel (011) 542 3499 Telex (011) 24634

Características

- Cobre de 0,1 a 999 segundos
- Display de 3 digitos com contagem regressiva
- Totalmente operado por botões de pressão
- Dosagem de brilho do display
- Controles de pausa, partida e

Temporizador fotográfico profissional



Um instrumento indispensável ao laboratório de fotografia, empregando apenas integrados CMOS e de manuseio bastante simplificado

ara quem leva fotografia a sério, seja por hobby ou trabalho, e revela as próprias fotos, é essencial dispor de um temporizador preciso e descomplicado, que não dê trabalho no laboratório e ofereça alguns recursos adicionais. Este projeto oferece todas essas vantagens, além de ser totalmente digital e contar com um mostrador de tempos préselecionados.

A pré-seleção de tempo é feita através de três botões de pressão, que substituem as dispendiosas chaves tipo thumbwheel. Com esses três controles, pode-se comandar o ampliador para qualquer período entre 1/10 de segundo e 999 segundos, com a precisão da frequência da rede. Outros dois botões de pressão dão a partida e o reset da contagem, enquanto uma chave rotativa determina a pré-seleção e duas bases de tempo: 10 Hz, para os décimos de segundo, e 1 Hz, para os segundos. Tanto o tempo pré-selecionado quanto a contagem regressiva são visualizados através de um display de 3 dígitos.

Uma vez ativado pelo botão de partida, o temporizador aciona a carga (nesse caso, a lâmpada do ampliador), que permanece nesse estado até o final da contagem; nesse instante, a carga é desativada e seu estado é sinalizado por um LED. Ao fim de cada ciclo, o aparelho retorna automaticamente ao valor previamente selecionado um recurso de grande utilidade no caso de ampliações em série, sempre com o mesmo tempo de exposição.

Operação — O esquema completo do temporizador pode ser visto na figura 1, dividido em duas partes. Na primeira está toda a etapa de temporização e controle, ao passo que a segunda contém os circuitos do visor (contadores decimais e bidirecionais, decodificadores e displays). Ao todo, são 13 circuitos integrados da família CMOS, 3 visores de sete segmentos, 4 transistores e um punhado de componentes discretos — que, como veremos na segunda parte, serão todos alojados em uma única placa de circuito impresso dupla face, incluindo os displays e o

O sinal de clock para o circuito é obtido diretamente da rede, a partir do secundário do transformador usado na fonte de alimentação. Esse sinal é aplicado diretamente a um dos elementos de CI11, que é uma porta NE com disparador Schmitt. O clock deixa essa porta devidamente "quadrada" e é dividido por 6 no integrado CI12 - que não passa de um contador decimal (tipo 4017) com a saída n.º 6 ligada ao reset, produzindo um sinal fixo e preciso de 10 Hz.

Deixando Cl12, o sinal toma dois caminhos: um deles o leva para a chave CH6, enquanto o outro vai dar no pino 1 de CI7 (que é a entrada de clock de um dos contadores desse CI). O ponto de 10 Hz em CH6 é usado como clock de um dos biestáveis de CI10 (pino 3). Por outro lado, como CI7 contém um par de contadores BCD, em seu pino 6 obtém-se uma freqüência de 1 Hz, que é levada a uma outra posição da chave CH6. Desse modo, de acordo com a posição da chave, teremos uma contagem entre 0 e 99,9 s (10 Hz), com indicação de décimos de segundo, ou entre 0 e 999 s (1 Hz). Observe, inclusive, que na posição de 10 Hz foi previsto o acendimento do ponto decimal correspondente ao segundo dígito, através do transistor Q1.

A terceira e última posição da chave é a de ajuste ou pré-seleção de tempo - através da qual se dá condição de polarização a Q2, mantendo acesa a lâmpada do ampliador, já que o relé permanece acionado. Essa posição "neutra" de CH6 permite que sejam feitos os necessários ajustes no aparelho, antes de iniciar a exposição.

O período de tempo desejado é escohido acionando-se simplesmente as chaves CH1, CH2 e CH3, de contato

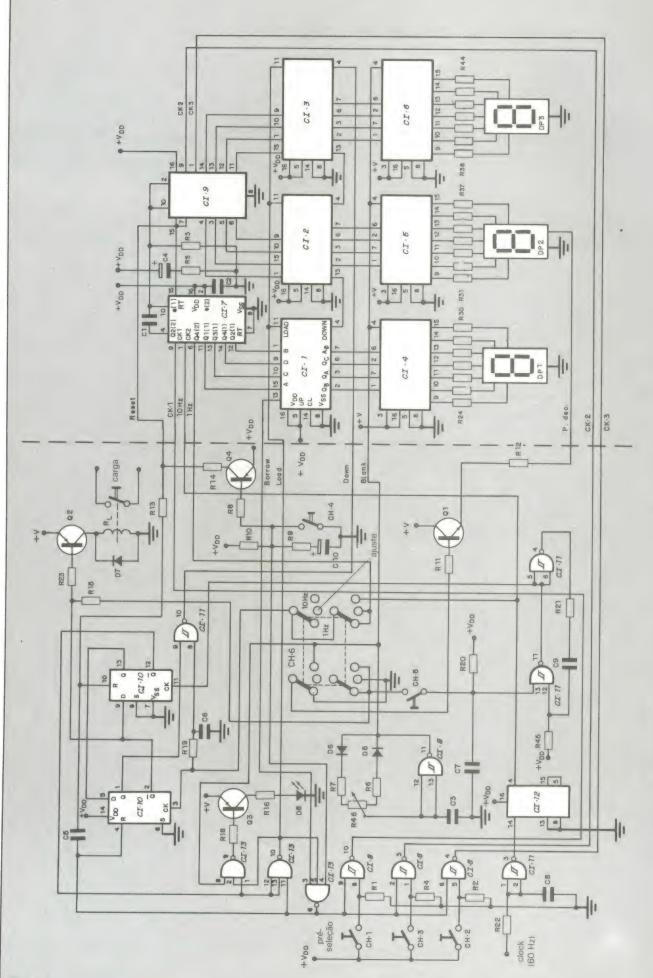
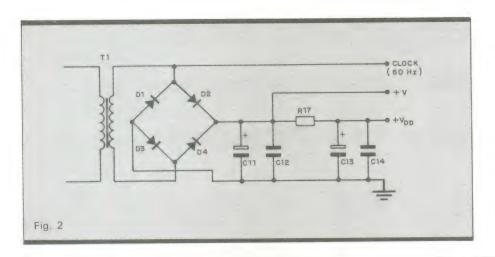
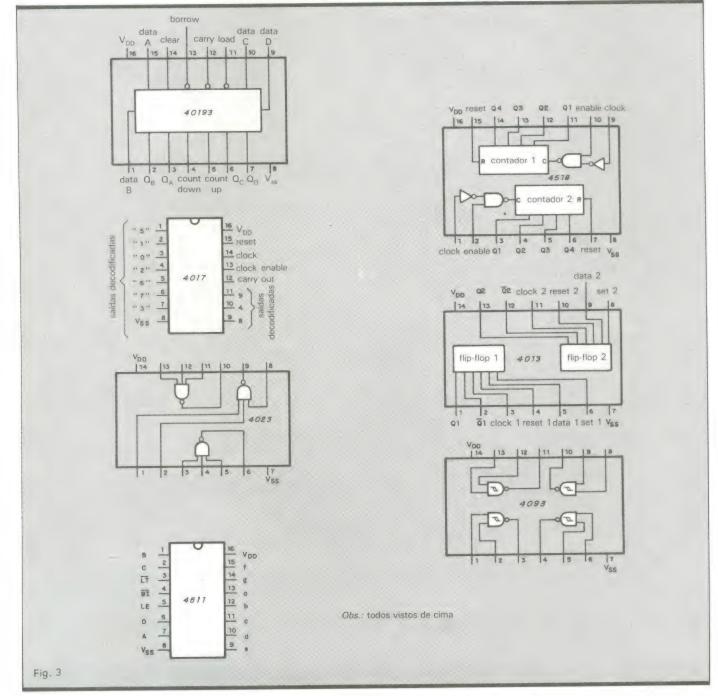


Fig. 1



momentâneo, do tipo normalmente abertas. Elas, através das portas NE Schmitt de Cl8, geram um *clock* individual para cada dígito do visor, através dos contadores Cl7 e Cl9. Durante o ajuste, os valores vão sendo mostrados continuamente no *display*.

A chave de partida (CH5) aplica um nível lógico 0 a uma das portas NE de Cl11 (pino 13), dando assim um pulso ao outro biestável de Cl10 (pino 11) — que por sua vez vai habilitar os contadores Cl1, Cl2 e Cl3 para a contagem regressiva, de acordo com a "velocidade" selecionada pela chave CH6. Enquanto durar o período de temporização, o relé permanecerá excitado, man-



tendo acesa a lâmpada do ampliador.

Essa chave CH5 oferece um outro recurso ao aparelho: interromper a contagem a qualquer momento, desacionando o relé e exibindo o valor em que o processo foi interrompido. Um novo acionamento dessa mesma chave. após a interrupção, tem o efeito de fazer o aparelho retomar a contagem, como se nada houvesse ocorrido. Essa pausa poderá ser efetuada várias vezes ao longo do período pré-selecionado, sem problemas — um recurso que se tornou possível gracas à lógica montada com os biestáveis e as portas de

Ao término da contagem e desativação do relé, o visor volta a apresentar automaticamente o período préselecionado, que foi devidamente memorizado pelo decodificadores CI4, CI5 e Cl6. A chave CH4, que ficou por último, provoca um reset geral no circuito, zerando os contadores e pondo os biestáveis em sua condição inicial.

Por fim, a intensidade luminosa dos displays pode ser controlada por intermédio do trimpot R46, que altera a largura dos pulsos produzidos por um oscilador específico. Esse oscilador é formado por uma das portas de CI8, cuja saída (pino 11) está ligada à linha de apagamento (blank) dos decodificadores do visor.

Na figura 2 podemos ver a fonte adequada para esse aparelho, com suas três saídas: clock, para gerar a base de tempo, + V, para alimentar os displays e o relé, e + VDD, destinada aos integrados CMOS. Na figura 3 estão reunidos os vários CIs utilizados no projeto, com suas pinagens, a fim de facilitar a análise do circuito aos que não dispõem de um manual de componentes CMOS.

Por ora, é só. No próximo número veremos o projeto da placa, os detalhes de montagem e a relação de componentes para o temporizador. Até lá.

Bibliografia

Timer fotografico, Elettronica 2000.

PRECONCEITOSI

GRAVADOR de EPROM **GEP-128** Programador

- Gravador de EPROMs.
- · Opera com qualquer microcomputador padrão APPLE.
- · Grava memórias 2716, 2732 2764 e 27128
- Não necessita de alimentação externa.
- Soquete TEXTOOL de 28 pinos.
- Acoplado no conector Joystick, não ocupa slot.
- Baixo Custo.
- · Facilidade de operação.
- Acompanha manual e disquete com programa monitor.



COMPACTO 19 x 11 x 5 cm



Rua Dr. Djalma Pinheiro Franco, 971 Tel.: (011) 562-7433 - Telex 31004 - MIAP BR Jardim Prudência - 04378 - São Paulo - SP

LELIS

Conector trapezoidal

A solução ideal para computo-

25 polos da Celis

Sem dúvidas. o melhor!

Alta densidade de conexão

ção, telecomunicações e outras aplicações profissionais. Possui contatos tomeados, sem rebar-bas, de alta confiabilidade e desempenho superior com números de pinos definidos e localizados conforme sua necessidade Versões em Crimp, Solda, Circ. Impr., normal e 90.°; e acessórios como capa prensa cabo e parafusos de fixação. Construído para alta freqüência de inserção/extro Se você quer o melhor em conectores, consulte

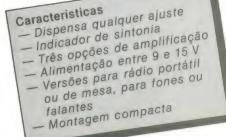


CELIS ELETROCOMPONENTES LTDA

VENDAS: ITAPECERICA DA SERRA a SP. Av. Eduardo R. Daher. 723 a Centro a Tel. (011) 495-2944. RÍO DE JANEIRO a R.I. Ruo Uruguoy. 393 a Sobieloja 102 a Tijuca a Tel. (021) 268-2586. CORRESP.: ITAPECERICA DA SERRA a SP. Caixa Postal 02 a CEP 06850 a Telex. (011) 33226 SCHR BR

Um receptor FM com estéreo simulado

Um rádio completo, simples e barato ou experiências incríveis com a simulação estereofônica — tudo numa só montagem com inúmeras variações





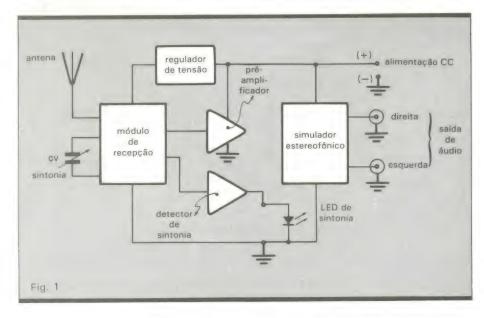
uem não se lembra do TDA 7000, que permite montar um rádio FM com um mínimo de componentes e dispensa os demorados ajustes de freqüência? Ele já foi aproveitado em uma das montagens NE (mais exatamente no WALK-FM, do nº 90) e agora volta à cena num projeto semelhante, porém muito mais versátil, com várias opções de implementação. Uma delas é justamente a simulação estereofônica do sinal fornecido pelo CI, utilizando um novo integrado da mesma série: o TDA 3810.

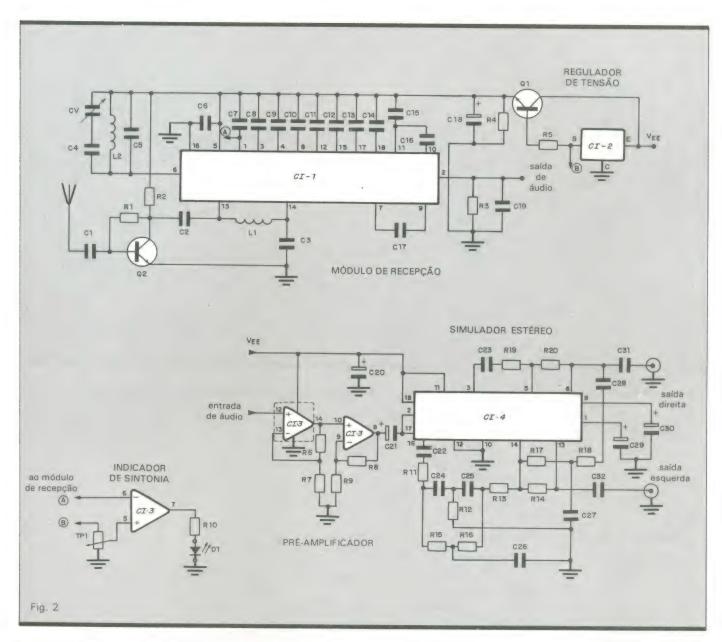
Mas por que simular uma coisa que praticamente todas as estações de FM já têm, que é o efeito estéreo? Aí é que está; o TDA 7000 simplifica tremendamente o circuito do receptor, mas cobra um preço por isso: o incoveniente de não permitir a decodificação do sinal estéreo enviado pelas emissoras, pelo fato de suprimir internamente o sinal piloto de 19 kHz indispensável a essa função.

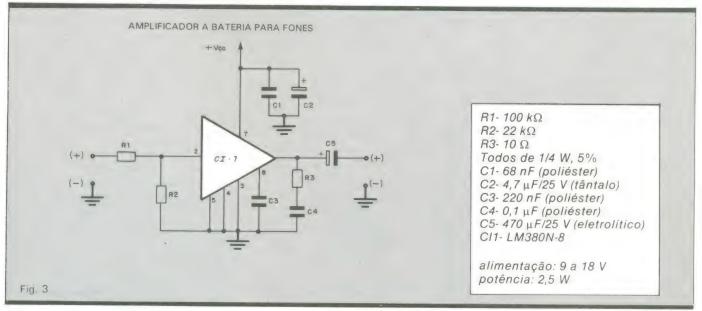
Resolvemos, então, remediar esse inconveniente acrescentando um Cl que "constrói" um efeito estereofônico bastante verossímil, a partir de um sinal mono. Não é o efeito original, mas devolve ao ouvinte aquela sensação de espacialidade e profundidade que a reprodução monofônica tira do som.

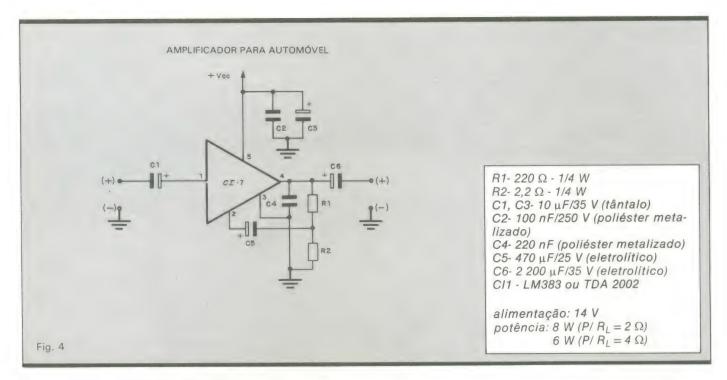
Diga-se de passagem, é o mesmo artifício utilizado por alguns televisores mais sofisticados, enquanto não é inaugurada no Brasil a transmissão em estéreo para TV — ou seja, o próprio receptor encarrega-se de produzir o som estereofônico.

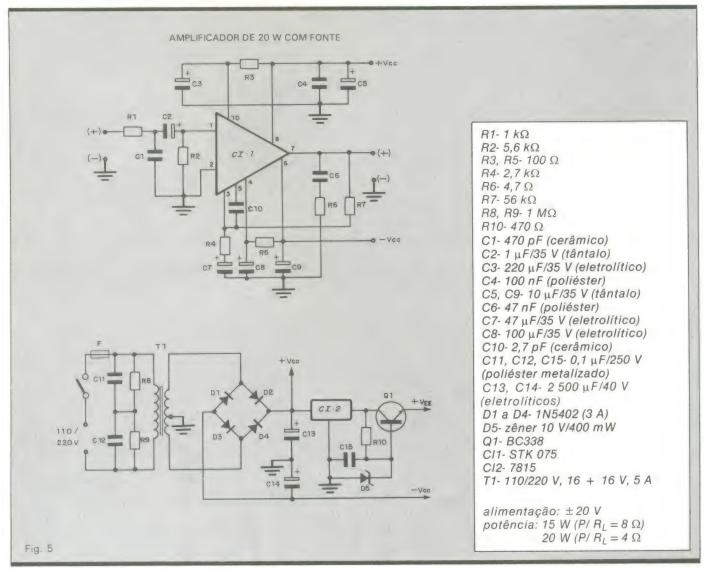
Além disso, como parece que a onda dos walkmen já passou, fizemos um projeto mais flexível, que prevê três versões diferentes de amplificação do sinal — uma delas para fones de ouvido, alimentada a bateria, e as outras duas para alto-falantes de potências diferentes, garantidas por fontes ou bateria de automóvel. Acrescentamos também, desta vez, um circuito indicador de sintonia, a fim de facilitar a procura de estações. Desse modo, seja para ter um rádio barato e compacto em casa, com







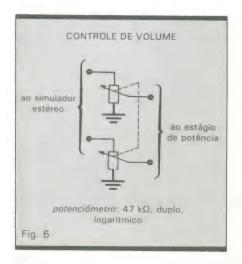




boa sensibilidade, seja para fazer experiências com a estereofonia simulada, vale a pena montar esse receptor.

Para não desperdiçar espaço precioso, não vamos abordar aqui o princípio de operação dos dois Cls usados na montagem. Isto já foi feito com detalhes em dois artigos da seção Antologia: no n.º 90, para o TDA 7000, e no n.º 96, para o TDA 3810. Recomendamos a leitura de ambos a todos os montadores que desejarem conhecer mais a fundo o circuito que pretendem implementar, pois aqui vamos discutir apenas a operação global e aplicações do receptor.

FM simplificado - Na figura 1 re-



presentamos um diagrama de blocos "resumido" do receptor, mostrando seus principais estágios. Pode-se observar, de imediato, a presença de uma antena externa (o WALK-FM utilizava o próprio cabinho dos fones como antena, como os aparelhos comerciais), que proporciona melhor recepção de sinais — especialmente aos montadores que residem em locais distantes dos grandes centros.

Percebe-se também a ausência do estágio amplificador de potência, que será apresentado mais adiante, em três versões, e a presença do indicador de sintonia, que assinala a recepção de emissoras pelo acendimento de um LED. O pré-amplificador, por fim, tem a finalidade de compensar as perdas sofridas pelo sinal de áudio nos filtros passivos do simulador estéreo.

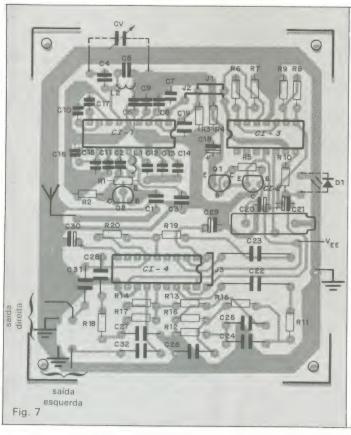
Ainda baseados na figura 1, podemos seguir o trajeto percorrido pelo sinal, desde a detecção até o áudio estereofônico. Ele é inicialmente detectado pelo bloco "módulo de recepção", formado apenas pelo integrado TDA 7000 e seus componentes associados. Ao selecionarmos, através de C_v, uma estação qualquer, imediatamente teremos, no bloco "pré-amplificador", o sinal de áudio com uma amplitude fixa de 300 mV pico a pico. Ao mesmo tempo, será enviada uma informação ao detector de sintonia, que irá acender o LED indicador.

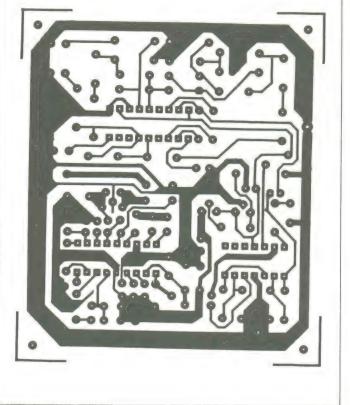
Na saída do pré, o sinal terá cerca

de 2,6 V pico a pico, o que representa um ganho de tensão fixo de 8,7 — nível suficiente para excitar o bloco "simulador estereofônico", que vai fornecer um sinal em dois canais, pronto para ser amplificado por um estágio de potência estéreo.

A alimentação do sistema pode ficar a critério do montador, desde que esteja compreendida entre 9 e 15 V, com boa regulação e baixo *ripple*. O bloco "regulador de tensão", por fim, proporciona a tensão fixa de 4,5 V exigida pelo módulo de recepção (leia-se TDA 7000), totalmente independente das eventuais variações de alimentação do restante do circuito.

O esquema prático — O diagrama completo do receptor estéreo pode ser visto na figura 2, com todos os seus estágios identificados de acordo com os blocos da figura 1. Não há muito a acrescentar ao que foi dito, já que toda a operação se passa dentro dos Cls. O sinal de áudio mono é obtido no pino 2 de CI1, sendo aplicado diretamente ao pré constituído por dois operacionais de um LM324 (CI3). Estes, por sua vez, excitam diretamente CI4, que é o simulador estéreo. Outro dos operacionais de Cl3 foi aproveitado no indicador de sintonia, utilizando a variação de tensão que ocorre no pino 1 de Cl1. O sinal de áudio estéreo aparece nas saídas de CI4, pronto para excitar um amplificador de potência adequado.







Estágios de potência — Como já dissemos, o intuito do projeto é satisfazer tanto aos que desejam um prático receptor portátil como aqueles que pretendem construir seu próprio rádio de mesa. Por isso, nas figuras 3, 4, e 5 estamos sugerindo três tipos diferentes de amplificador, que devem atender à maioria dos casos práticos. O primeiro deles (fig. 3) utiliza um operacional específico para fones de ouvido, fornecendo uma saída máxima de 2,5 W; é próprio para ser alimentado por baterias miniatura de 9 V.

O segundo (fig. 4) poderá ser utilizado em casa ou no carro, necessitando para isso de uma fonte de alimentação estabilizada ou de uma bateria de 12 V. Para esta segunda opção será preciso incluir um filtro de linha na alimentação dos módulos de recepção e amplificação, de modo a suprimir os ruídos gerados pelo motor. Esse filtro é composto, basicamente, por uma rede LC em série com a alimentação do rádio, podendo ser construído experimentalmente pelo montador ou adquirido pronto em oficinas de instalação de auto-rádios.

A máxima potência entregue por esse amplificador será de 8 W, caso sejam utilizados dois alto-falantes de 4 Ω em paralelo por canal, ou de 6 W, para apenas um falante de 4 Ω em cada canal. Em ambos os casos, a distorção harmônica total não irá ultrapassar os 10%, nível que pode ser considerado satisfatório para esse tipo de equipamento.

Por último, temos na figura 5 um módulo de potência da Sanyo, capaz de fornecer até 20 W sobre cargas de 4 Ω. Essa configuração está acompanhada de sua fonte de alimentação dupla, capaz de alimentar os dois canais de potência e todo o receptor, através do pequeno ramo estabilizado. O integrado foi encontrado com relativa facilidade na Santa Ifigênia, mas, em caso de dificuldade, poderá ser substituído por qualquer outro módulo de potência dis-

Relação de componentes

CAPACITORES C1, C14- 220 pF (cerâmicos) C2, C3, C15, C17- 3,3 nF (plate) C4- 27 pF (cerâmico) C5- 47 pF (cerâmico) C6, C9- 10 nF (plate) C7- 150 nF/250 V (poliéster metalizado) C8-22 nF (cerâmico) C10- 180 pF (cerâmico) C11- 150 pF (cerâmico) C12, C31, C32- 100 nF/250 V (poliéster metalizado) C13, C16- 330 pF (cerâmicos) C18- 1 µF/16 V (tântalo) C19- 1,8 nF (plate) C20- 4,7 uF/35 V (tântalo) C21- 1 µF/25 V (eletrolítico) C22, C23- 560 nF/250 V (poliéster metalizado) C24, C25, C27, C28- 10 nF/250 V (poliéster metalizado) C26- 22 nF/250 V (poliéster meta-C29- 100 µF/16 V (eletrolítico) C30- 47 µF/16 V (eletrolítico) C_v 170 pF (capacitor variável para rádios portáteis)

R2- 5,6 $k\Omega$ R3, R15, R16, R17- 22 $k\Omega$ R4- 18 $k\Omega$ R5- 68 Ω R6, R7- 39 $k\Omega$ R8, R11, R13- 16 $k\Omega$ R9- 4,7 $k\Omega$ R10- 1 $k\Omega$ R14- 100 $k\Omega$ R18- 15 $k\Omega$ Obs.: todos de 1/4 W, 5% SEMICONDUTORES

R1, R12, R19, R20- 10 kΩ

RESISTORES

Q1- BC237 Q2- BF494 C11- TDA 7000 C12- 78L05 C13- LM324 C14- TDA 3810 D1- LED vermelho comum

DIVERSOS L1, L2- veja texto TP1 - trimpot de 10 kΩ Placa de circuito impresso Antena telescópica para rádio

ponível no mercado — desde que sejam feitas, é claro, as devidas adaptações na fonte.

Convém observar que apresentamos apenas um canal das três versões, que deve ser duplicado na utilização com o receptor de FM estéreo. É óbvio que se o montador já dispuser de um amplificador estéreo pronto, ele será a opção mais natural. Fica a sugestão, além disso, de incorporar um préamplificador com maiores recursos entre o receptor e o estágio de potência, que permitiria obter um rádio de melhor qualidade. Mas se você optou por uma das versões de amplificação aqui expostas, não se esqueça de incluir no conjunto um controle de volume; elè pode ser formado simplesmente por um potenciômetro logarítmico duplo e pode ser visto na figura 6.

Montagem e retoques finais — A placa que projetamos para o receptor abriga todo o circuito, incluindo o simulador estéreo (a etapa de potência ficou de fora, pois irá variar de um caso para outro). Ela está reproduzida na figura 7, em tamanho natural, vista por ambas as faces, a fim de facilitar ao máximo sua reprodução. Falando nisso, recomendamos a todos que adotem o método serigráfico ou fotográfico na confecção da placa, evitando as problemáticas canetas para circuito impresso.

Pronta e revisada a placa, pode-se

passar à montagem do circuito. Comece pelos capacitores, que deverão ser escolhidos com bastante critério em relação ao tamanho — caso contrário, criarão problemas de encaixe na hora "H". Os integrados, com exceção do regulador CI2, não deverão ser soldados diretamente à placa, mas sim encaixados em soquetes apropriados. Montados os soquetes e os capacitores, pode-se pensar nos demais componentes, incluindo as bobinas L1 e L2, de confecção bastante simples, representada na figura 8. Não estranhe o aparente "congestionamento" de elementos na área do TDA 7000; é que esse CI exige que os componentes associados sejam montados o mais próximo possível de seu encapsulamento.

Para testar a operação do sistema, bastam então um amplificador de potência e uma antena, que pode ser do tipo telescópica ou mesmo um pedaço de fio rígido (dependendo, evidentemente, da intensidade do sinal que irá ser recebido). Para receber a faixa comercial de FM, talvez seja preciso realizar ajustes na bobina L2, afastando ou aproximando ligeiramente suas espiras. Em seguida, é só variar o trimmer C_v para sintonizar as estações. No caso de mudez completa do rádio, o jeito é revisar tudo de novo, procurando pelos eventuais "gatos"; se o problema persistir, escreva, que tentaremos resolvê-lo por carta. Boa montagem.

Antena: o elo mais crítico da telecomunicação

Desde os primórdios da comunicação eletromagnética, as antenas se constituem num desafio para os técnicos; contudo, a indústria brasileira já é capaz de produzir a maioria dos tipos existentes _____

ançar no espaço ondas eletromagnéticas a partir de um determinado ponto e recebê-las em um outro sempre foi um dos grandes desafios das telecomunicações. Afinal, por intermédio dessas ondas, que se propagam a uma velocidade aproximada de 300 mil quilômetros por segundo, é transmitida a maior parte das informações que circulam atualmente pelo mundo. Desde que foram descobertas por Hertz, no final do século passado, elas vêm sendo estudadas pelo homem que, conhecendo melhor suas propriedades, conseguiu transformá-las num canal de comunicação tão seguro como o telefone convencional ou a imprensa, embora muito mais econômico e eficaz do ponto de vista da rapidez e da diversidade das informações que transmite.

Contudo, para que pudéssemos usufruir dos benefícios das ondas eletromagnéticas, os cientistas tiveram que percorrer um caminho extremamente árduo. Além de ampliarem o legado teórico deixado por Hertz, eles pesquisaram, desenvolveram e aperfeiçoaram um conjunto de equipamentos que, ao longo do século XX, tornou possível o telégrafo sem fio, o rádio e a televisão — os seus três "usuários" mais populares. Entre todos os equipamentos construídos até hoje, a antena se destaca de modo particular, dada a enorme influência que exerce neste gênero de comunicação. Pois cabe a ela, em última instância, dar conta dos elos mais críticos da cadeia eletromagnética: o lançamento e a recepção de sinais.

Simplicidade aparente — Comparada com outros equipamentos similares, a antena apresenta características bastante simples de construção. Esta simplicidade, no entanto, é apenas aparente, já que sua fabricação e instalação dependem de um conhecimento profundo do comportamento das ondas eletromagnéticas. Assim, não é nenhum exagero afirmar-se que por detrás de algumas varetas de alumínio ou de uma parábola instaladas sobre o teto de um edifício esteja concentrada toda a teoria acumulada até hoje sobre o assunto. Convertidas em fórmulas matemáticas, as informações sobre a propagação dos sinais eletromagnéticos são a base para o dimensionamento de qualquer tipo de antena. Mais exatamente, a sua fabricação está condicionada à frequência do sinal que se deseja receber ou transmitir, bem como ao comprimento e à velocidade da onda. Estes três valores, por sinal, têm uma relação matemática entre si, de modo que o conhecimento de dois deles permite-nos calcular o terceiro, de acordo com a seguinte fórmula:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

onde:

λ é o comprimento da onda, em metros; 300 é a velocidade da luz ou da onda eletromagnética no espaço livre, em milhares de quilômetros (trata-se de um valor simplesmente teórico, pois, na prática, dificilmente as ondas mantêm velocidade constante);

f é a freqüência em megahertz. Outro fator importante na construção de uma antena é a forma pela qual as ondas eletromagnéticas se propagam no espaço. Grosso modo, elas podem ser classificadas em dois tipos fundamentais: ondas terrestres e espaciais. As ondas terrestres constituem a parte de uma onda eletromagnética transmitida que se desloca ao longo da superfície da Terra. Já as espaciais correspondem à parcela da mesma onda que foi transmitida para cima e que é afetada pela ionosfera. Como a superfície terrestre oferece resistência à propagação do sinal irradiado — qualquer prédio ou montanha pode causar uma



Antena viatura da Amplimatic, desenvolvida em cinco versões que operam em freqüências diferenciadas na faixa de 25 a 50 MHz.

interferência séria —, o uso das ondas terrestres só é aconselhável para freqüências que não ultrapassem a 3 MHz. Além deste patamar, a comunicação deve ser feita através das ondas espaciais - ou seja, a parte da onda transmitida que foi irradiada na direção da ionosfera. Na faixa de frequência de 3 a 30 MHz, estes sinais são refletidos de volta para a Terra, em quantidade suficiente para permitir a comunicação entre pontos localizados a milhares de quilômetros. No caso de frequências maiores, os sinais atravessam a ionosfera (as ondas, neste caso, são muito curtas) para depois irem se perder no espaço. Desta forma, o seu aproveitamento só é viável através da intercalação de corpos sólidos naturais (a Lua, por exemplo) ou artificiais, como os satélites, no percurso do sinal.

Propagação — As ondas terrestres são geralmente utilizadas em transmissões de radiodifusão comercial durante o dia (até 3 000 kHz) e também no caso de FM e TV (de 30 a 300 MHz), quando a distância entre o transmissor e o receptor não ultrapassa algumas dezenas de quilômetros (veja boxe). A maioria das antenas comercializadas no Brasil destina-se ao atendimento destas três situações, já que é no seu mercado mais expressivo — os grandes centros urbanos — que estão sediadas as maiores emissoras de rádio e TV do

país. Beneficiando-se de sinais fortes. estas antenas são as de construção mais simples, exigindo tão-somente a instalação de antenas transmissoras em pontos elevados, para facilitar a propagação das ondas terrestres (diretas ou refletidas pela Terra). Em se tratando da radiodifusão comercial, onde a cobertura da onda terrestre é satisfatória a uma distância de até 160 km da estação transmissora, até mesmo um pedaço de condutor pode servir de antena receptora. Quanto à TV e FM, a exigência é um pouco maior, mas, se não desejarmos recepção além de 40 ou 50 km, a solução poderá ser encontrada entre antenas comuns disponíveis no mercado. Isto não significa. contudo, que não existem problemas. Os sinais de TV, em particular, apresentam intensidade diferenciada de emissora para emissora, o que pode justificar o uso de amplificadores ou de uma antena direcional exclusiva para receber um determinado canal. A presença de obstáculos físicos entre a transmissora e um dado ponto de recepção também pode exigir uma providência semelhante ou a mudança de posição da antena.

Estes meios, evidentemente, servem para resolver os problemas em distâncias relativamente curtas. A recepção de sinais de TV a longa distância (as estações de FM no Brasil não costumam ultrapassar o perímetro de um município) só pode ser obtida através de mecanismos de retransmissão ou da utilização da frequência UHF, que permite uma propagação direta de maior alcance. O uso de sistemas domésticos de recepção via satélite é neste caso a melhor alternativa do ponto de vista técnico, desde que foram iniciadas as operações do satélite doméstico brasileiro — o Brasilsat — no ano passado. O obstáculo, neste caso, é o custo ainda relativamente alto dos sistemas de recepção direta do satélite, já que os impedimentos legais que anteriormente afastavam deles as pessoas físicas foram derrubados pela portaria n.º 148, baixada pelo Dentel no mês de julho de 1984.

Antenas parabólicas — As duas aplicações básicas deste tipo de antena no Brasil são em enlaces de microondas e em recepção e transmissão de sinais via satélite. Em ambas, a comunicação é feita por meio de microondas (freqüências acima de 1 GHz). A diferença é que nos enlaces utiliza-se a propagação direta de sinais, em transmissões ponto a ponto, para distâncias entre 30 e 60 km. Solução típica do Brasil no período que antecede o Brasilsat, os enlaces de microondas continuam a ser empregados na distribuição regional de sinais — tarefa que deverão con-

ARGOS. IPOTEL CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPDTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Práticas Digitais (com laboratório)

Microprocessadores & Minicomputadores

Projeto de Circuitos Eletrônicos

Curso Prático de Circuito Impresso (com material)

Especialização em TV a Coras

Especialização em TV Preto & Branco

Eletrodomésticos e Eletricidade Básica

Preencha e envie o cupom abaixo.

Nome _______
Endereço ______
Cidade _____ CEP _____

Ao nos escrever indique o código NE

ARGOS — IPDTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP. Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305 tinuar cumprindo por muito tempo, devido ao interesse de algumas emissoras de TV em combinar programações de caráter nacional com programas regionais locais, tendo em vista a ampliação de suas receitas publicitárias (a Rede Globo de Televisão, líder em audiência em todo o país, é a grande defensora desta alternativa).

A comunicação via satélite no Brasil emprega freqüências na faixa de 4 GHz para a recepção e de 6 GHz, para a transmissão. Neste caso, as ondas espaciais são transmitidas por antenas da Embratel (a única a realizar este serviço) e, uma vez refletidas de volta para a Terra, são recebidas por antenas distribuidoras da própria Embratel ou das emissoras que integram o sistema TV-SAT (Globo e Bandeirantes e futuramente TVS e Manchete) ou, ainda, por qualquer pessoa que dispuser de uma antena parabólica em sua casa.

As antenas parabólicas para a operação com satélite apresentam características técnicas bem mais complexas que os outros tipos. Além do refletor parabólico — usualmente com diâmetro de 2,5 a 6 metros para a recepção —, esta antena possui um subrefletor formatado, um alimentador, um amplificador de baixo ruído e um receptor de TV desenvolvido especialmente para microondas. O sinal é coletado na parábola pelo alimentador e é enviado para o amplificador, por meio de um guia de onda. Em seguida, ele é conduzido por um cabo coaxial até o recep-

tor de TV, para ser convertido em uma freqüência intermediária (FI), por exemplo, 70 MHz. O receptor filtra o sinal convertido e processa a sua divisão em sinais de áudio e vídeo, por intermédio de um demodulador. A antena transmissora, por sua vez, inclui parábolas com diâmetros maiores que as de recepção — de 6 a 10 metros — e necessita de um excitador e um transmissor de alta potência para o seu funcionamento.

A indústria nacional de antenas já é capaz de fabricar sistemas completos de recepção via satélite. Mesmo os amplificadores de baixo ruído, que muita dor de cabeça causou aos pioneiros das antenas parabólicas no Brasil, já estão sendo produzidos localmente. A Ivape, de São Paulo, por exemplo, resolveu o seu problema com o amplificador, importando tecnologia francesa. Outra fabricante sediada em São Paulo, a Brasilsat, produz os seus amplificadores, com base num acordo com a California Amplifier Inc., dos Estados Unidos. A Amplimatic, de São José dos Campos, uma das líderes do mercado, ainda prefere importar os seus, mas já estuda a nacionalização de um modelo especial para recepções domésticas, também com base em tecnologia estrangeira. A Mapra, de Sorocaba, é outra que comercializa sistemas de recepção com amplificadores

Na verdade, a necessidade de importar tecnologia ou amplificadores acabados só continua existindo no Brasil de hoje em razão de opções econômicas dos fabricantes, pois o Centro de Pesquisas e Desenvolvimento da Telebrás - CPqD - já desenvolveu um modelo nacional e está transferindo documentação tecnológica para a iniciativa privada. O problema é que o modelo criado pelo CPqD - o mesmo órgão que, no passado, transferiu à iniciativa privada a tecnologia de todas as outras fases de produção de antenas receptoras — é tido como muito sofisticado para aplicações domésticas. Com efeito, ele foi desenvolvido para atender à demanda profissional, hoje representada pela Embratel e pelas emissoras que operam com o Brasilsat. Apresenta ganhos elevadíssimos e atua num sistema conjugado (um ativo e um reserva), com chaves de comutação, e outras exigências do mercado profissional. A hipótese de conversão deste modelo para um equipamento mais simples, reduzindo o seu custo e a dificuldade técnica de fabricação, é defendida pelo CPqD. "Estamos dispostos a transferir a sua tecnologia inclusive para as fabricantes de sistemas domésticos de recepção" — reforca Ronaldo Guimarães, coordenador de projetos do Programa de Comunicações via Satélite do órgão.

Em condições de oferecer pacotes completos a quem desejar comprá-los, as fabricantes de antenas parabólicas não parecem interessadas, ao menos por enquanto, em seguir o caminho proposto pelo técnico do CPqD. Preferem gastar o seu tempo no desenvolvimento de modelos mais econômicos e mais versáteis que lhes possam ampliar o mercado atual para além das fazendas, canteiros de obras e municípios localizados em regiões remotas do país. Suas atenções voltam-se sobretudo para os centros urbanos, onde antenas econômicas e com dimensões menores poderão em breve estar integrando a paisagem de edifícios e condomínios

Nesta linha, incluem-se os três modelos de pequeno e médio porte fabricados pela Mapra, em Sorocaba. O mais simples deles é de estrutura fixa e adota um refletor parabólico metálico de apenas 2,4 m de diâmetro. Recebe sinais apenas na polarização linear e, segundo a empresa, registra ganhos na faixa de 38 a 38,7 dBi. Pesando apenas 130 kg, esta antena apresenta um outro atrativo comercial: é totalmente desmontável, podendo ser transporta-



Antena parabólica vazada da Mapra, para recepção em UHF e microondas.

da sem maiores dificuldades para qualquer ponto do país, sem exigir cuidados especiais de acondicionamento. Outro modelo da Mapra é uma antena com parábola metálica de 3,6 m, destinada a aplicações que exijam melhor qualidade de sinais: seu ganho pode chegar a 43 dBi. Outra vantagem deste modelo é que ele pode ser fornecido opcionalmente com um alimentador de polarização circular — próprio para operar com satélites da série Intelsat - ou com polarização linear (vertical e horizontal) simples e dupla. "Desta forma" - explica Ricardo Aprá, diretor da Mapra — "o usuário que optar pelas operações com o satélite doméstico poderá receber os sinais da Globo e da Bandeirantes (polarização horizontal) e também do SBT, cujas transmissões serão realizadas em polarização linear vertical".

O terceiro modelo da Mapra é a antena com suporte polar e refletor para-

bólico metálico de 3,6 m de diâmetro. Foi desenvolvido especialmente para atender a uma clientela mais sofisticada, que deseje receber sinais de TV de vários satélites internacionais. Por isso, adota originalmente alimentador de polarização circular, embora opcionalmente também possa funcionar com os alimentadores compatíveis com o Brasilsat. O apontamento desta antena exige uma bússola e um medidor de inclinação para que ela encontre a posição correta. Os dados técnicos para isso são fornecidos pela Mapra que, opcionalmente, também pode incluir no conjunto um controlador remoto com motorização para o acionamento do suporte polar. "Assim, uma vez instalada corretamente a antena, a pessoa poderá procurar o satélite que deseja sem sair da sala" — explica Leosmar Martinez, diretor da Mapra.

Além destes modelos convencionais de antenas parabólicas para TV, a Mapra já iniciou a comercialização de um outro tipo de parabólica: a parabólica vazada. Construída com tubos de alumínio de liga especial, fixados na estrutura com presilhas com efeito mola (para resistir ao vento), esta antena opera na faixa de até 2,7 GHz. É destinada a aplicações em enlaces de microondas para a captação de sinais de TV, sistema estúdio-transmissor, telefonia de baixa capacidade e radiodigital.

A Amplimatic, outra fabricante que prioriza o mercado doméstico, também apresenta três modelos de parabólicas. O primeiro, com refletor de 2,4 m de diâmetro, e ganho de 38 dBi; o segundo, com refletor de 3 m de diâmetro e ganho de 40 dBi; e o último, com refletor de 3,6 m e ganho de 41,2 dBi. Em todos eles as parábolas são fabricadas em fibra de vidro e, por este motivo, não são desmontáveis como as da Mapra. Mas em compensação apresentam grande durabilidade, e o alimentador que

Freqüências eletromagnéticas

Transcrevemos a seguir um trecho do livro ABC das Antenas, de Allan Lytel (Editora Antenna Edições Técnicas, 3.ª edição, 1977), contendo a distribuição de freqüências do espectro eletromagnético adotada internacionalmente.

"1. Freqüências muito baixas (VLF) — 10 a 30 kHz — As ondas de rádio com estas freqüências são muito confiáveis para comunicações a longa distância. Atingem milhares de quilômetros durante o dia. A atenuação da onda terrestre é muito pequena e a reflexão da onda espacial é boa. Entretanto, os sistemas de antena necessários para a transmissão nestas freqüências são muito grandes e dispendiosos.

"2. Freqüências baixas (LF) — 30 a 300 kHz — A cobertura da onda terrestre nesta faixa é um pouco menor do que na de VLF, por causa da maior atenuação. Além disso, a absorção espacial começa a ser considerável durante o dia, principalmente no extremo superior desta faixa. O alcance diurno, nestas freqüências, não mais atinge a milhares de quilômetros, mas fica reduzido à ordem das centenas. É possível, contudo, obter-se maior cobertura, utilizando a onda espacial.

"3. Freqüências médias (MF) — 300 a 3 000 kHz — Esta região do espectro inclui a faixa de radiodifusão comercial, na qual é possível uma cobertura confiável a distâncias de até 160 quilômetros da antena transmissora. Uma cobertura satisfatória além desse limite é obtida usualmente durante a noite, por meio da onda espacial.

"4. Freqüências altas (HF) — 3 a 30 MHz — Nesta região, a cobertura da onda terrestre é muito pequena, ficando restrita a apenas uns poucos quilômetros de distância do transmissor. A propagação por onda espacial é a única forma segura de propagação a longa distância, especialmente no extremo superior da faixa.

"5. Freqüências muito altas (VHF) — 30 a 300 MHz — Esta região inclui as faixas comerciais de FM e televisão em VHF. As antenas transmissoras para estas freqüências são montadas de preferência a grande altura em relação ao solo, de modo que a propagação direta (na linha de visão) é o principal meio de comunicação. A reflexão da onda espacial pela ionosfera não é possível, normalmente.

"6. Freqüências ultra-altas (UHF)

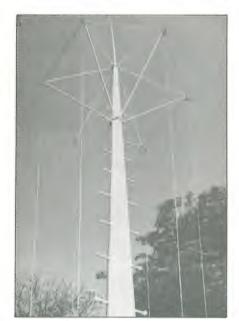
— 300 a 3.000 MHz — A propagação direta, ou na linha de visão, pode ir além do horizonte visual, nesta região do espectro, devido aos efeitos de refração mais pronunciados da atmosfera terrestre. A distância real que pode ser coberta depende da altura das antenas receptora e transmissora. A absorção do sinal também aumenta nestas freqüências mais altas, contudo, em vista de influências atmosféricas como a unidade.

"7. Freqüências superaltas (SHF) - 3 a 30 GHz - Nestas frequências, especialmente acima de 10 GHz, a absorção dos sinais devido à umidade e precipitações (chuva, neve etc.) torna-se muito grande. Esta faixa constitui o limite superior de freqüência dos sinais que têm uso prático em comunicações por ondas de rádio, empregando processos comuns de geração e transmissão do sinal. Entretanto, já existem técnicas inteiramente diferentes, tais como os feixes de laser e maser, que são atualmente empregadas. Pode-se esperar, em um futuro próximo, o estabelecimento de comunicações em freqüências tão elevadas como as das ondas luminosas."

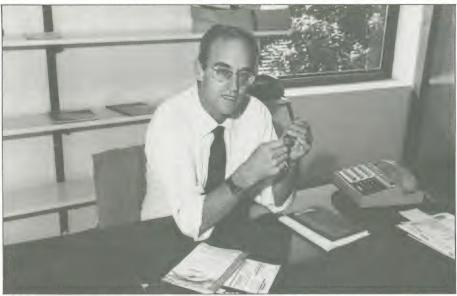
acompanha as antenas pode ser ajustado para a polarização circular ou linear (vertical e horizontal), de acordo com a necessidade do cliente. "O padrão de ganho de nossas antenas, situado na faixa dos 40 dBi para todos os modelos, também pode ser considerado um dos melhores do mercado nacional" — reforça Augustin T. Woelz, diretor comercial da empresa.

A Amplimatic fabrica ainda dois outros tipos de parabólicas. Uma delas, dedicada à recepção de sinais de satélites meteorológicos, com tecnologia desenvolvida pelo Instituto de Pesquisas Espaciais — INPE. Possui refletor parabólico em fibra de vidro, com 1,8 m de diâmetro, e pode operar tanto com os satélites GOES-E (75° Este) e GOES-Central (107°) como os de órbita polar. Utiliza um fac-símile fabricado pela NEC do Brasil que converte em fotografia os sinais recebidos. A outra parabólica da Amplimatic destina-se à recepcão de sinais em UHF, nas faixas de frequência de até 1 537 MHz. Seus refletores são também do tipo vazado, construídos com tela de alumínio expandido e, dependendo da aplicação, apresentam diâmetros de 2, 3 e até 4 m.

Antenas de TV e FM (internas e extemas) — Esta família de antenas opera com ondas terrestres, recebendo sinais em VHF ou em UHF. Para uso interno — normalmente incorporadas no receptor de TV ou rádio — as mais comuns são as de varetas unipolares ou as do tipo V. Constituídas por uma série de tubos com estrutura telescópica, que lhes permite ajuste de comprimento, elas se caracterizam pela necessidade de conexão com a Terra. No ca-



Antena com mastro auto-suportável da Amplimatic, para transmissão de sinais na faixa de 0,2 a 25 MHz.



Augustin Thomas Woelz, da Amplimatic.

so das do tipo V, por exemplo, a base da antena é ligada a um dos terminais da bobina de antena do receptor de rádio ou TV, enquanto o outro terminal é ligado ao terra ou ao chassi do mesmo. Suas varetas permitem a recepção de sinais em praticamente todas as direções, mas o seu alcance é curto, não ultrapassando 15 km e ainda assim se não houver interferências físicas ou radioelétricas.

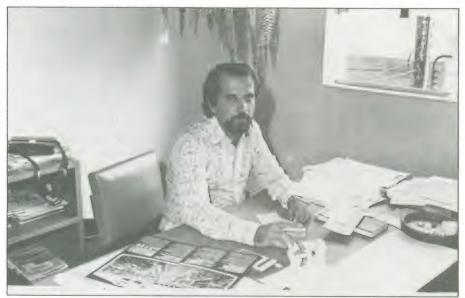
Os principais compradores deste tipo de antena no Brasil são as montadoras de receptores de FM e TV, com o objetivo de fornecerem conjuntos completos aos seus clientes. Pouco interessadas em fabricação própria, elas preferem entregar esta tarefa para terceiros que as produzem mediante especificações que integram o próprio projeto do televisor ou do rádio por elas desenvolvido. Aliás, há dezenas de microempresas especializadas neste tipo de fornecimento — e que, por trabalharem segundo orientação externa, limitam a sua participação no processo exclusivamente a operações de mecânica fina. È o caso, por exemplo, da Antex, de São Paulo, que fabrica antenas internas de TV há pelo menos dois anos e que só agora começou a realizar pesquisas para a produção de modelos próprios.

Concorrendo com as microempresas, há também fabricantes de porte considerável, como a Olimpus, que este ano está completando 40 anos de atividades no setor de antenas. Por sinal, a Olimpus começou, em 1946, produzindo para a Philco. Mas, hoje, embora mantenha uma linha de atendimento a montadoras de rádio e TV, apresenta uma linha independente de antenas internas. Entre os seus modelos mais conhecidos, está uma antena de duas varetas (S-2001), para recepção de TV

e FM, e duas outras, mais sofisticadas, que dispõem de controle eletrônico, para ajustar as varetas ao canal que se deseja receber (o modelo mais simples opera apenas com VHF e o mais completo, com VHF e UHF).

As antenas externas, por sua vez, apresentam uma maior multiplicidade de tipos. Caracterizam-se de um modo geral por dispensar a conexão com a Terra, seguindo o princípio estabelecido por Hertz. Dos modelos existentes no mercado brasileiro, os mais comuns são o multibanda, projetado para receber tanto TV como FM, o monocanal, modelos específicos para UHF ou FM e a Yagi, uma antena de altíssimo ganho, que serve tanto para TV como FM. A Yagi, aliás, é um dos tipos mais indicados para a recepção de sinais de TV. É composta basicamente por um elemento ativo e dois ou mais elementos parasitas (refletores e diretores, para aumentar o ganho e estreitar o seu diagrama direcional na parte frontal).

Também neste caso, entre as fabricantes proliferam as microempresas de fundo de quintal, especializadas em um ou dois tipos de antenas. Contudo, em São Paulo, destacam-se duas grandes fabricantes: a Thevear e a Amplimatic. A Theyear prioriza o mercado de antenas de TV, apresentando, neste setor, pelo menos cinco modelos de maior peso, com alcances de recepção na faixa de 30 a 150 km (principalmente UHF). Os modelos comercializados pela Amplimatic também cobrem faixa de alcance semelhante, mas a sua linha de antenas é mais ampla: inclui ainda vários modelos para recepção de FM a distâncias de 30 a 100 km da estação transmissora; antenas especiais para TV do tipo "espinha de peixe" e monocanais de faixa baixa e alta, para UHF.



J. Marquez, da Olimpus.

Na área de antenas externas, a Amplimatic utiliza como apelo comercial de maior força o processo de fabricação que utiliza: a linha selada. Nele, as varetas são ligadas entre si sob pressão e, do mesmo modo, com os seus respectivos contatos, eliminando parafusos e rebites. A mesma coisa acontece na ligação dos contatos com a linha de comunicação da antena. "Através da linha selada resolvemos um grande problema das antenas externas: o de sua vida útil, que é limitada pela quantidade de contatos que possui - quanto maior o número, menor a duração" — enfatiza Augustin Thomas Woelz.

Antenas para autos — As antenas utilizadas pelos automóveis geralmente são baseadas no modelo Marconi de um quarto de onda. O seu maior problema está no comprimento que, tecnicamente, deve ser de alguns metros em AM e menos de 1 m em FM.

A solução tradicional para este incômodo tem sido encurtá-la, utilizando como compensação uma bobina de carga em sua base. Outro problema, de solução às vezes muito difícil, referese à localização da antena; na maior parte das freqüências, o ponto ideal de instalação é o centro da capota, mas os usuários resistem a isso — o que já provocou uma acomodação por parte das montadoras de veículos, que resignadamente as instalam nos pára-lamas ou regiões próximas.

Da mesma forma que as fabricantes de antenas internas de TV, as de veículos mantêm contratos de fornecimento com dezenas de pequenos empresários, que produzem segundo especificações e desenhos por elas fornecidos. A diferença é que, muitas vezes transformada num acessório de lu-

xo dos veículos, ou numa necessidade técnica, devido aos novos rádios que estão sendo comercializados, estas antenas criaram no Brasil um mercado considerável. "Se incluirmos aquelas que são vendidas para as montadoras, o mercado representará aproximadamente 500 mil por mês" — informa José Marquez, diretor comercial da Olimpus, a principal fabricante do setor.

Outro fator de ampliação do mercado, ainda segundo Marquez, "são os atos de vandalismo, através dos quais milhares de antenas são destruídas diariamente no país". Trata-se de um problema tão grave que, segundo ele, tem motivado o desenvolvimento de modelos que dificultem a projeção do telescópio sem o auxílio de chaves especiais. Contudo, além de fugir dos vândalos, os proprietários de automóveis — ou pelo menos aqueles que se dispõem a substituir as antenas originais - têm demonstrado uma tendência muito grande para a sofisticação. Farejando estes novos ventos, as empresas, como a Olimpus, estão decididas a entrar de cabeça neste mercado. Nesta faixa, por sinal, ela possui três modelos muito vendidos no primeiro semestre de 86: a automática, a semiautomática e a euroantena, todas para recepção de AM e FM. A vantagem da euroantena é que ela procura resolver o problema do excesso de interferência: é instalada na coluna e não no pára-lama do carro.

A Amplimatic, que atua também neste setor, oferece um modelo igualmente sofisticado de antena: uma amplificadora de faixa larga, para OM, FM e OC, dotada de controle variável de ganho. Este recurso possibilita que o próprio motorista melhore o ganho de sua antena para áreas onde os sinais sejam extremamente fracos.

MONTAGENS

MINEDITAS!

É o que você encontra todo mês em Nova Eletrônica. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVAELETRONICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

Medição de ruído na comunicação por rádio

Para minimizar o efeito do ruído na comunicação é preciso conhecer suas fontes e dimensioná-lo face à informação

uando transmitimos voz, dados ou vídeo, através de um meio, há sempre a possibilidade de introdução de ruído na informação. Portanto, para uma perfeita inteligibilidade da informação a ser recebida no final do sistema, temos que nos preocupar em manter um nível mínimo de ruído em relação ao nível do sinal de banda básica (BB), onde está contida a mensagem.

O ruído, de uma maneira geral, é caracterizado por sinais espúrios de natureza aleatória, com amplitude média constante ou na forma de picos isolados, preenchendo todo o espectro da BB, como mostra a figura 1. A rigor, não tem nenhuma relação com a informação transmitida, a menos que ocorra a intermodulação no sistema. O nível do ruído pode chegar a ser superior ao da mensagem recebida, provocando distúrbios ao ponto de mascará-la por completo. Através de medições, podemos determinar a intensidade do mesmo e, a partir daí, aplicar certos procedimentos e cuidados que possibilitem reduzir parte dele. Mas, uma vez agregado à informação, torna-se impossível eliminá-lo totalmente.

Neste artigo, descreveremos as principais fontes de ruído, como medir o NPR, como achar o valor da S/R e como determinar o ruído por intermodulação, um dos nossos principais obje-

tivos. A potência total do ruído que aparece no espectro da BB ou dentro do canal de voz, na recepção do sistema, é gerada por diversas fontes, tanto internas como externas. A figura 2 ilustra as principais fontes e o tipo de ruído gerado num sistema de telecomunicações (no caso, por rádio).

Ruído total — Na prática, por motivos técnicos e econômicos, há casos em que não se deseja manter os altos padrões de S/R, citados nas Recomen-

dações do CCIR, pois estes são válidos na maioria das vezes para circuitos internacionais. Por exemplo, nas redes telefônicas privadas locais, ou para serviços móveis, pode ser tolerado um nível de ruído bem maior, desde que não venha a comprometer a qualidade do sistema. Na Tabela 1 são fornecidos alguns limites práticos toleráveis que definem a qualidade na saída do sistema. O ruído total, para ligação ponto a ponto, é uma somatória de todas as potências de ruído geradas ao longo da rota, como veremos a seguir:

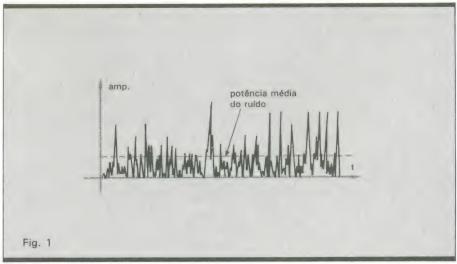
$$RTO = RIT + RTF + RTV + RE + RIF$$
 (1)

O ruído total máximo permitido no final de uma rota pode ser previsto teoricamente da seguinte maneira:

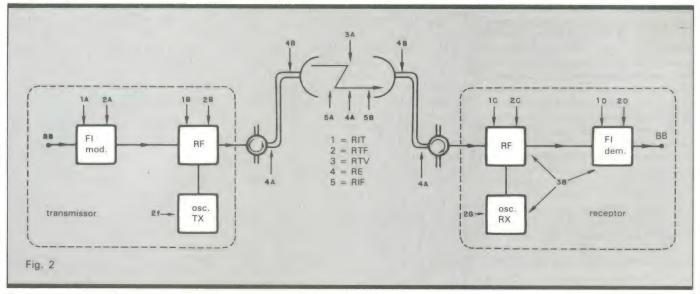
1. Para rotas com comprimento superior a 240 km (D ≥ 240 km), é calculado como sendo RTO = (3 . D) PWOP, ou seja, 3 PWOP por quilômetro.

2. Para enlace curto (D \leq 60 km), pode ser estimado, num caso muito pessimista, como sendo RTO = (3. D + 200) PWOP. Por exemplo, para um enlace operando na faixa de SHF, com comprimento de 55 km, no final do sistema é prevista uma potência de ruído total de: ((55·3) + 200) PWOP = 165 + 200 = 365 PWOP.

O ruído é classificado de acordo com a fonte que o gera, ou seja, do meio onde se manifesta com maior incidência. Assim, temos: ruído por intermodulação (RIT), ruído térmico fixo (RTF), ruído térmico variável (RTV), ruído de eco (RE) e ruído interferente (RIF).



Distribuição do ruído no espectro da BB.



Principais fontes geradoras de ruído em um transceptor (TX + RX).

Ruído por intermodulação — O ruído por intermodulação também conhecido por ruído de distorção, surge devido à não linearidade existente entre a entrada e saída do meio de transmissão e aumenta em função do número de canais em operação, ou seja, da carga. Para entender melhor como isto acontece, temos primeiramente que estudar o comportamento dos elementos com características de transferência lineares e não lineares.

Podemos classificar como elementos lineares todos os quadripolos com característica de transferência (saída x entrada) linear. Quando aplicamos na entrada de um desses elementos diversos tons, com frequências distintas, mesma amplitude e espacados entre si por intervalos iguais, na saída do sistema temos os mesmos tons, ocupando as mesmas posições, como foram aplicados na entrada, não havendo entre eles batimento ou heterodinação, como no exemplo da figura 3a. Portanto, quando não há alteração na forma do sinal na saída em relação à forma de entrada, dizemos, por definição, que o meio em teste é puramente linear.

Por outro lado, quando o meio em teste não é linear (fig. 3b), o mesmo não acontece. Ao aplicarmos na entrada diversos tons com frequências diferentes e mesma amplitude, na saída teremos, além das frequências aplicadas, infinitas outras espúrias, resultantes do batimento entre as frequências aplicadas na entrada, tais como: f1 ... f5, f1 + f3, f3 - f1, f4 + f2 etc. Estas formarão um espectro contínuo em torno das frequências injetadas, como se vê na figura 3b. Podemos exemplificar, como elemento não linear, um amplificador qualquer operando fora da região linear da curva de transferência, isto é, na região de saturação. Outro exemplo

é um modem operando fora da região linear da curva S, devido ao excesso de sinal na entrada do mesmo.

Se transmitirmos através de um meio não linear (de fase e de amplitude), não mais tons isolados, mas sim. uma portadora de RF modulada em FM por um sinal completo (por exemplo 960 canais de voz, multiplexados em FDM — fig. 4), aparecerá na saída do modulador um elevado número de bandas laterais, ou raias. Nesse caso, vamos ter o mesmo problema da intermodulação. Como se nota, o desempenho do meio de transmissão quanto à intermodulação é muito importante, principalmente quando enviamos através do meio sinais multiplexados em FDM. Supondo-se que não haja distorção, no final do sistema os canais de voz serão separados corretamente, mantendo as mesmas carcterísticas com que foram aplicados na entrada.

Quando o sistema de transmissão

usado, ou parte dele, não é linear, há batimento ou heterodinação entre os canais, ocorrendo interação na informação contida em cada canal de voz e não sendo mais possível separá-los corretamente. Em função disso, na recepção do canal de voz em teste aparecerá uma potência de ruído proveniente dos demais canais que estão operando através do mesmo meio de transmissão (fig. 5). Como se pode perceber, o ruído por intermodulação que surge dentro de cada canal em teste aumenta em função do número de canais de voz em operação, ou seja, atinge o valor máximo quando estão operando todos ao mesmo tempo e também depende da não linearidade do meio de transmissão.

Ruído térmico fixo — O ruído térmico fixo, também conhecido por ruído de repouso ou intrínseco do equipamento, é gerado dentro das unidades, tan-

Nível de ruído que pode prejudicar a qualidade da voz e provocar irritação no ouvinte Tabela 1 Potência do ruído Qualidade do Impressão sonora na saída do RX, canal em operação no ouvido do em relação à origem (voz) usuário nível de potência em: dBmop **PWOP** 1 000 - 60 boa nenhuma valor quase 50 10 000 razoável imperceptível 40 100 000 sofrível permite boa inteligibilidade - 30 1 000 000 péssima ruído muito audível diminui a inteligibilidade

to do lado do TX como do lado do RX. O RTF é causado pelo movimento aleatório das cargas elétricas que ocorre em todos os componentes eletrônicos quando circula a corrente, e, por isso, está presente em todas as unidades que compõem o sistema de trasmissão, mesmo na ausência de carga. Esse movimento desordenado, ou aleatório, no interior dos componentes, libera energia térmica que tende a aumentar com a elevação da temperatura, formando uma reação contínua.

O RTF é gerado na maior parte nos

amplificadores de RF, FI e BB, quando o nível do sinal é de baixa amplitude. Ao mesmo tempo que o sinal, também é amplificado o ruído. Além dos amplificadores, os osciladores de RF (TX + + RX), principalmente os osciladores controlados a cristal, também introduzem muito ruído no sistema, devido ao movimento mecânico de suas placas. O modem, além do ruído por intermodulação, ainda gera ruído térmico, o mesmo acontecendo com o misturador do lado do receptor. O RTF caracterizase por ser um ruído de fundo, do tipo

de um chiado ou fritura, que ouvimos quando estamos utilizando um sistema de comunicação a longa distância. Ele aumenta em função da elevação da temperatura ambiente do recinto onde o equipamento (TX + RX) está operando e independe da carga do sistema e da atenuação do enlace.

Ruído térmico variável — O ruído térmico variável é mais pronunciado na entrada do receptor, onde o nível do sinal de RF recebido é muito baixo. Neste ponto, o RTV varia inversamente com o nível do sinal de RF recebido, como ilustra a figura 6; daí sua designação de "ruído térmico variável". O RTV pode ser percebido na prática quando sintonizamos um receptor de FM doméstico. Fora de sintonia, é muito forte e. à medida que nos aproximamos da freqüência de sintonia, o ruído nos altofalantes vai diminuindo até desaparecer por completo.

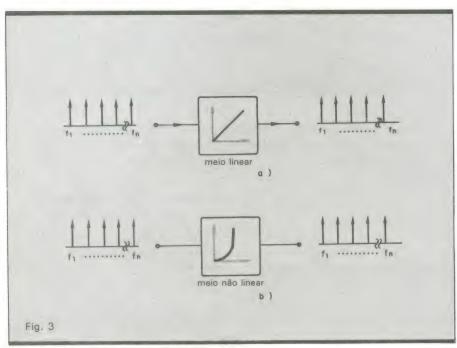
A intensidade do RTV depende das condições de propagação do sinal de RF. tais como fading e atenuação. Esta, por sua vez, depende diretamente do comprimento do enlace, da frequência de operação e do comportamento do meio físico compreendido entre as duas antenas. O RTV é função, em grande parte, da figura de ruído na entrada do receptor, a qual é gerada no amplificador de RF e no pré-

amplificador de Fl.

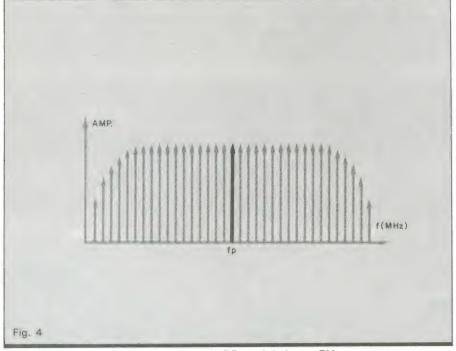
Quando o sinal de RF recebido é muito baixo, próximo do limiar de recepção, onde está só uns 20 dB acima do ruído, o nível do ruído na saída do receptor aparece muito alto, pois temos na entrada praticamente só ruído: Nessa situação - região "A" da figura 6 -, a relação sinal/ruído é muito baixa, 30 dB. A proporção que o sinal de RF na entrada do receptor aumenta, o ruído térmico variável diminui inversamente, obedecendo a uma variação linear na região "B" da curva da figura 6, e a relação S/R melhora, em média, 1 dB para cada dB de aumento no nível de RF presente na entrada do receptor. Quanto o nível de RF aumenta a ponto de saturar a entrada do receptor (região "C"), o RTV torna-se desprezível, predominando só o ruído térmico fixo e o ruído por intermodulação.

Ruido de eco - O ruído de eco pode ser provocado por descasamento de impedância e por multipropagação. O ruído por descasamento ocorre devido à existência de irregularidades nos guias de ondas e cabos que alimentam a antena e devido ao descasamento nos pontos de conexão dos guias ou cabos com os equipamentos ou com as antenas, provocando reflexões (ecos).

O fenômeno da reflexão é de parti-



Exemplos de meios lineares e não lineares.



Espectro ocupado por uma portadora de RF modulada em FM.

cular importância, principalmente quando o sinal transmitido é modulado em FM, devido ao atraso de grupo e à intermodulação. Uma parcela do sinal refletido por descasamento retorna à fonte geradora, sendo novamente refletida, agora fora de fase em relacão ao sinal que está sendo emitido, formando um movimento contínuo de vaivém. Nos equipamentos que operam na faixa de VHF/UHF, 90% do ruído de eco é gerado por descasamento.

O ruído por reflexão, por sua vez, ocorre devido aos múltiplos caminhos que o sinal de RF percorre entre as duas antenas. Uma parte do sinal de RF que deixa a antena transmissora atinge a antena receptora diretamente, e a outra parte do sinal atinge-a após ter sofrido múltiplas reflexões em obstáculos posicionados ao longo do trajeto, como ilustra a figura 7. O sinal que sofreu reflexão irá atingir a antena receptora um certo tempo após, ou seja, será recebido defasado (eco) em relação ao sinal que se propagou diretamente. O ruído de eco (descasamento + multipropagação) aparece na saída do sistema dentro da BB.

Ruído interferente — O ruído interferente é provocado por fontes externas ao equipamento de rádio, posicionadas no percurso compreendido entre as duas antenas. É dividido em: ruído ambiente, ruído de co-canal e ruído de canal adjacente.

Ruído ambiente — Normalmente são ruídos gerados pelo homem, embora também possam ser produzidos por descargas atmosféricas. Entre eles temos: ruídos produzidos por mau funcionamento de aparelhos elétricos, motores, luminárias defeituosas, motores de carro e fontes de alimentação, principalmente do tipo chaveada. Esse tipo de ruído é minimizado ou até totalmente eliminado pela atuação do limitador do receptor de FM.

Ruido de co-canal — É gerado por interferência num enlace, quando sinais interferentes ocupam exatamente a mesma faixa de freqüência da informação de RF recebida. O sinal de co-canal é provocado por batimento entre os sinais de RF presentes na entrada do receptor, operando na mesma frequência. Pode ser minimizado usando-se um plano de frequência bem mais elaborado.

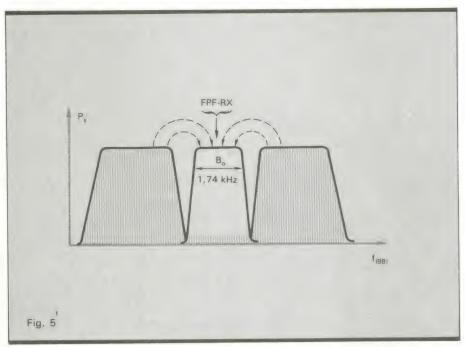
Ruído de canal adjacente — É gerado por interferências que ocorrem ao longo da rota, quando um sinal de RF interferente ocupa uma faixa de frequência adjacente ao canal recebido. O ruído de canal adjacente surge com maior evidência em regiões muito congestionadas, onde há diversos entroncamentos de rotas, como o ponto B da figura 7, e temos diversos TX e RX operando em frequências próximas, causando interferência do TX no RX da mesma estação ou em estações vizinhas. Esse tipo de ruído aumenta em função do número de canais de RF em operação na mesma região.

Principais unidades usadas - Nas medidas usadas para determinar-se o valor do NPR e do S/R, são usadas diversas unidades, e cada qual diz respeito a um nível absoluto ou de referência,

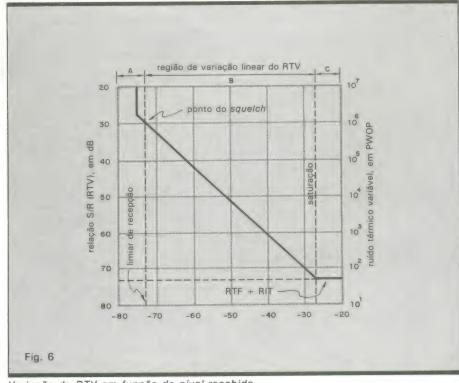
representados por uma unidade particular. As unidades mais usadas são: dBm, dBr, dBmo e dBmop.

Definição de dBm — Da definição dBm = 10 log P1/P0, o nível de potência pode ser expresso como a razão entre uma potência qualquer (P1) e um valor de referência fixo, tomado como padrão (P0).

Em telecomunicações, a potência de referência é tomada como sendo de



Banda passante do FRF no TX e do FPF no RX.



Variação do RTV em função do nível recebido.

1 mW (P0 = 1 mW), o que corresponde a 0 dBm. Dada uma certa potência P1 (mW), podemos determinar o seu valor correspondente em dBm, substituindo os valores fornecidos na fórmula. Resulta, portanto, que N dBm = 10 log P1. Um nível de + 30 dBm significa que o sinal está 30 dB acima de 1 mW. Em termos de potência, isso corresponde a 1 000 vezes mais que 1 mW. ou seja, corresponde a 1 W. Por sua vez, o nível de -20 dBm quer dizer

20 dB abaixo de 1 mW, ou seja 100 vezes menos que 1 mW, o que corresponde a 10 uW.

A Tabela 2 permite-nos converter dBm em pW ou em mW (1 mW = 1. · 109 pW) e vice-versa. Por exemplo, um nível de - 64 dBm corresponde a uma potência de 3,98·10+2 = 398 pW; e 25 pW = -76 dBm.

Definição de dBr — Esta unidade é usada para indicar a atenuação ou ganho experimentado por um tom de teste, ou por um canal de voz, entre dois pontos. Se tomarmos o ponto onde o sinal está sendo aplicado como referência e atribuirmos a ele o valor 0 dB como referência (0 dBr), o nível do tom de teste em qualquer ponto ao longo do sistema estará sempre relacionado com essa referência, como na figura 8. Isto não significa dizer que o ponto de nível relativo zero (0 dBr) deva necessariamente ficar dentro do sistema, podendo até ficar fora do mesmo. O que interessa é conhecer a diferença de níveis entre os demais pontos e a refe-

Como se pode perceber, o nível em dBr não está relacionado com a potência absoluta, mas, sim, com um nível relativo. Em sistemas de telecomunicacões, o nível do canal de voz é tomado geralmente com referência à entrada de dois fios da Central Interurbana -IU ou Central de Trânsito, da figura 9. Todos os níveis do canal ao longo da rota são sempre tomados com referência a esse ponto, sendo sua unidade 0 dBr, ou seja, dB relativo à origem.

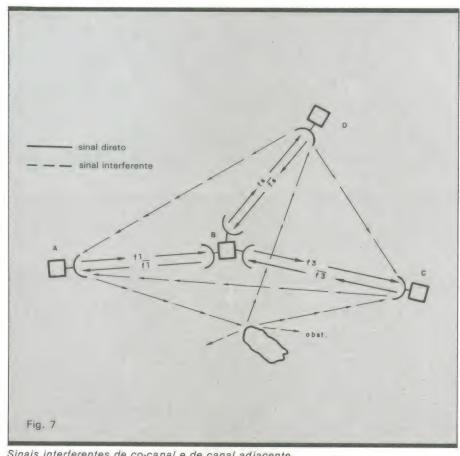
Nos sistemas de transmissão via rádio, para 960 canais, de acordo com as normas CCIR—CCITT, o tom de teste ou canal de voz, aplicado no ponto zero (ponto A) da figura 9, chega na entrada do equipamento (ponto B) com um nível de 45 dB abaixo da origem, ou seja, com - 45 dBr. Isto significa que o sinal da origem até a entrada do equipamento de rádio sofreu uma atenuação prévia de 45 dB.

Definição de dBmo - O dBmo é definido como o nível de potência absoluta referente a 1 mW aplicado no ponto de nível zero (origem). Nos sistemas de transmissão, além da informação que se deseja enviar de um ponto a outro, existem sinais auxiliares, tais como tom de teste, piloto de sinalização e piloto de nível do Mux etc., aplicados na origem.

A fim de permitir a indicação do nível do sinal auxiliar na origem, utilizase a unidade dBmo. Ela indica o nível de potência absoluta dos sinais auxiliares no ponto de nível zero da informação. Por exemplo, se no ponto A da figura 8 for aplicado um tom de teste, com um nível absoluto de -8 dBm, qualquer ponto do sistema de transmissão irá aparecer com um nível de -8 dBmo, conforme podemos ver nas figuras 8 e 9. O sufixo "o" significa que o nível de - 8 dBm está referenciado à origem. Assim, o nível de potência absoluta, em qualquer ponto ao longo da rota, pode ser convertido em potência, ou seja, dBmo

PWO.

Definição de dBmop - O dBmop é o nível de potência absoluta relativo à



Sinais interferentes de co-canal e de canal adjacente.

	Conversão	de nível d	e ruído de TABELA	pW para d	Bm e vice-	versa
dez.	- 30	- 40	- 50	- 60	- 70	-80
0	10 · 10 5	10 · 104	10 · 10 ³	10 · 10 ²	10. 10	10 pW
-1	7,95 · 10 ⁵	7,95 · 104	7,95 · 10 ³	7,95 · 10 ²	7,95 · 10	7,95 pW
- 2	6,31 · 10 ⁵	6,31 · 104	6,31 · 10 ³	6,31 · 10 ²	6,31 · 10	6,31 pW
- 3	5,02 · 10 ⁵	5,02 · 104	5,02 · 10 ³	5,02 · 10 ²	5,02 · 10	5,02 pW
-4	3,98 · 105	3,98 · 104	3,98 · 10 ³	3,98 · 10 ²	3,98 · 10	3,98 pW
- 5	3,16·10 ⁵	3,16 · 104	3,16 · 10 ³	3,16 · 10 ²	3,16 · 10	3,16 pW
- 6	2,51 · 105	2,51 · 104	2,51 · 10 ³	2,51 · 10 ²	2,51 · 10	2,51 pW
-7	2,00 · 10 ⁵	2,00 · 104	2,00 · 10 ³	2,00 · 10 ²	2,00 · 10	2,00 pW
-8	1,59 · 10 ⁵	1,59 · 104	1,59 · 10 ³	1,59 · 10 ²	1,59 · 10	1,59 pW
-9	1,26 · 10 ⁵	1,26 · 104	1,26 · 10 ³	1,26 · 10 ²	1,26 · 10	1,26 pW

origem, ponderado psofometricamente. Para isso, é usado um medidor de nível com filtro ponderado, de acordo com a norma CCITT/P53.

Diagrama de níveis — A relação entre os níveis vistos antes pode ser estabelecida através das equações:

$$dBm = dBmo + dBr$$
 (1)
$$dBr = dBm - dBmo$$
 (2)

$$dBmo = dBm - dBr$$
 (3)

Quando injetamos na origem um tom de 800 Hz com um nível de, por exemplo, – 8 dBm, em qualquer ponto ao longo da rota, o nível do sinal será sempre de – 8 dBmo, ou – 8 dBm no ponto de nível zero-origem. Como vemos, o nível de potência relativa à origem (dBmo) é sempre constante, pois trata-se de uma simples referência à origem. O tom de teste ao longo do sistema de transmissão tanto pode sofrer ganho como atenuação, mas em qualquer ponto é válida a relação apresentada, tanto para níveis em dBm como

Portanto, no diagrama de níveis da figura 8, o sinal aplicado na origem sofreu uma variação de nível na seguinte ordem: A \rightarrow B = +4 dB; BC \rightarrow -5 dB; CD \rightarrow +6 dB; e DE \rightarrow -21 dB. Como resultado, entre os pontos A e E, o tom sofreu uma variação líquida de -16 dB (α = -16 dB). Isto é, o tom de 800 Hz, aplicado na origem, chegou na saída 16 dB abaixo da referência, ou seja, com -16 dBr. Aplicando-se as equações dadas podemos determinar os demais níveis:

Assim, no ponto E da figura 8, temos os seguintes valores: — 16 dBr, — 8 dBmo e — 24 dBm. O mesmo procedimento pode ser aplicado para determinar-se os níveis em qualquer outro ponto do percurso.

Carga convencional ou FHD — O nível de potência correspondente a um canal de voz (PC) aplicado na entrada do equipamento de rádio está relacionado com o nível de potência deste canal, quando aplicado na origem (ponto A da fig. 9), que normalmente é de — 10 dBm. Quando aplicamos na origem, ou num ponto equivalente à origem, não mais um canal, mas todos os

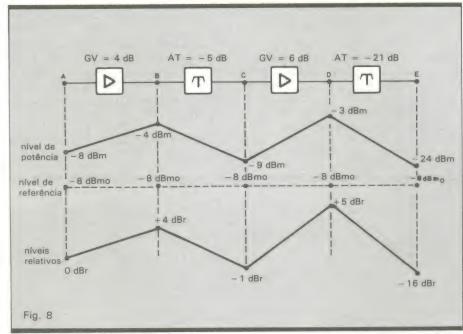
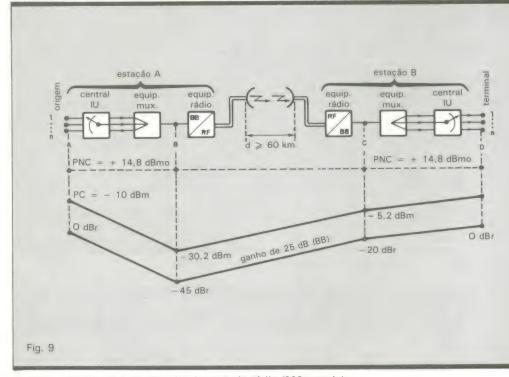


Diagrama de níveis ao longo de um sistema de rádio.



Variação dos níveis ao longo do sistema de rádio (960 canais).

canais de voz que o sistema suporta — multiplexados em FDM, de maneira a ocupar todo o espectro da BB —, o nível de potência equivalente agora não será mais — 10 dBm, mas uma potência maior que esta.

Através de um estudo estatístico, dois engenheiros da empresa telefônica Bell (EUA), B. P. Holbrook e J. T. Dixon, chegaram à conclusão de que sempre as potências tendem a se somar, aumentando em função do número "N" de canais em operação. Esse au-

mento adicional de potência é conhecido como fator de Holbrook-Dixon, carga convencional ou fator de carregamento.

Por outro lado, numa conversação telefônica entre duas pessoas, o canal não é ocupado continuamente, só durante certos intervalos de tempo, já que, quando uma das pessoas está falando, a outra está ouvindo, e, mesmo quem está falando fala pausadamente. Nesses intervalos de tempo o canal fica inativo. Podemos concluir que o

210	4	
ãc)	
	- 1	

Níveis na entrada do TX para sistemas com capacidade entre 12 e 2 700 canais de voz ^{Tabela} 3					
1	2	3	4	5	
Número de canais de voz em operação	Nível de potência relativa na entrada da BB do TX em dBr	Nível de carga nominal (FHD) em dBmo (PNC)	Fator de ponderação - YN em dBmop	Nível de potência dos 'N' canais (PNC na entrada do TX, em dBm	
12	-45	3,32	11,0	-41,7	
12	-45	3,32	11,0	-41,7	
24	-45	4,52	12,9	-40,5	
60	-45	6,11	15,9	- 38,9	
120	-45	7,32	17,19	-37,7	
240	-42	8,52	18,76	-33,5	
300	-42	9,77	17,74	-32,3	

canal telefônico usado não será ocupado ou carregado continuamente, mas só cerca de 25% do tempo que durar a conversação. Isto equivale a dizer que apenas um quarto (1/4) dos N canais estão sendo usados continuamente. A potência dos N canais (PNC) pode ser determinada através da seqüência:

-42

- 45

- 37

-37

-37

PNC (dBmo) = PC + 10 log N

600

960

1 260

1 800

2 700

Considerando-se N = 1/4, temos: PNC = PC + $10 \log N/4 \rightarrow -10 dBm + 10 \log N - 10 \log 4 \rightarrow -10 - 6 + +10 \log N$ \therefore PNC (dBmo) = $-16 + +10 \log N$

Ao valor da potência é adicionado um nível + 1 dB, devido a diversos sinais auxiliares que trafegam através do mesmo meio, como, por exemplo, piloto de sinalização, piloto de canal e piloto de alinhamento do MUX. Assim, temos uma potência média de:

PNC (dBmo) =
$$-16 + 1 + 10 \log N$$

 $- -15 + 10 \log N$ (4)

A equação (4) é válida para um sistema com 240 < N \le 2 700 canais. Para sistemas com capacidade de $12 \le N \le 240$ canais, a potência média do carregamento é expressa pela equação (5):

PNC (dBmo) = $-1 + 4 \log N$ (5) Onde:

PNC = fator de carga, ou fator de FHD, correspondente à potência média de todos os canais em operação.

PC = potência média de um canal, aplicada na origem, que normalmente é de - 10 dBm ou 0,1 mW. N = número de canais em operação.

12,78

14,82

16,00

17,55

19,31

18,86

18,84

19,03

18,99

19,09

Por exemplo, num sistema operando com 960 canais (N = 960), multiplexados em FDM, temos um nível de potência nominal, ou FHD, de:

PNC = $-15 + 10 \log 960 \rightarrow -15 + 10 \cdot 2,52 = -15 + 29,2 = 14,82$

Para um sistema com 24 canais: $-1 + 4 \log 24 - -1 + 4 \cdot 1,38 = -1 + 5,52 = 4,52 \text{ dBmo}$

Na Tabela 3, coluna 3, temos os valores do nível de potência nominal para os arranjos de canais telefônicos de uso mais comum. Como podemos ver no diagrama de níveis da figura 9, o sinal, da origem até a entrada do equipamento de rádio, sofreu uma atenuação de 45 dB; assim na entrada da BB do equipamento de rádio devemos aplicar, para 960 canais, um nível de potência absoluta de: – 45 dBr + + 14,8 dBmo — - 30,2 dBm. Para os demais sistemas, veja a coluna 5 da Tabela 3.

Definição do NPR — O NPR (Noise Power Ratio — relação de potência de ruído) é a relação, em dB, entre duas potências, P1 e P2, com a banda base totalmente carregada por uma carga de ruído branco*. O método de medida do NPR, usando-se o ruído branco como carga, permite-nos medir também a relação sinal/ruído (S/R) e a contribuição do ruído por intermodulação.

A medida do NPR é realizada da BB à BB do sistema de rádio, não sendo levado em consideração o ruído gerado por outras fontes, como o ruído do MUX e da central de comutação. O NPR está relacionado com a potência do ruído em banda larga, medida na saída do sistema P1 e o nível do ruído medido dentro da janela correspondente ao canal de voz P2. Assim, podemos definir o NPR como sendo a diferença entre dois níveis de potências P1 e P2 expressas em dBmop:

-29.3

-30.2

-21,0

-19.5

-17.7

NPR (dB) = 10 log P1 - 10 log P2 (6)Onde:

- P1 = potência absoluta do ruído branco, medida na saída do receptor, com os FRF do receptor fora de ação, ou seja, em curto. O ruído P1 corresponde a todos os canais em operação, PNC, em PWOP.
- P2 = potência absoluta do ruído que restou dentro da janela, correspondente ao canal de voz em teste. O ruído medido corresponde ao ruído total (RTO) medido na saída do receptor em ação, isto é, rejeitando-se o ruído na janela correspondente

^{*} O termo "ruído branco" é usado para definir qualquer fonte capaz de gerar um espectro contínuo e uniforme de freqüência desde 0 Hz até infinito (

Hz), onde estão posicionadas todas as freqüências imaginárias do espectro. Está associado à analogia feita com o espectro ocupado pela luz branca ou visível, no qual estão contidas todas as cores primárias.

COLUNA SWL

No dial do seu rádio, uma janela para o infinito _

O primeiro de uma série de artigos sobre a escuta de rádio em ondas curtas — uma atividade que continua fascinando — as pessoas em todo o mundo — —

DX — a sintonia de estações de rádio longínquas — entrou na era da telemática? Sim, mesmo que, para muitos, a radioescuta já esteja relegada a um passado remoto, devido à intensa influência da TV, o hábito de sintonizar as ondas de rádio está mais vivo do que nunca (fig. 1). Afinal, através delas temos uma perene fonte de informações

científicas, culturais e políticas, bastando apenas girar o dial do nosso rádio

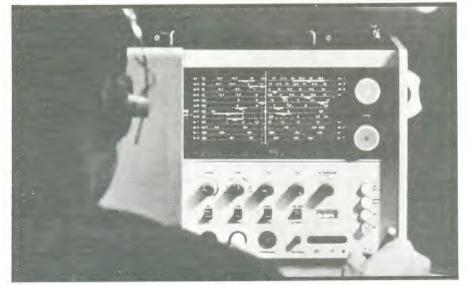
Por este motivo NE inicia a partir deste número uma seqüência de artigos, para que você possa penetrar no fabuloso mundo do DX, tornando-se o que costumamos chamar de coruja inveterado. Enfim, o dial do seu rádio é

uma janela para o infinito. Senão, vejamos.

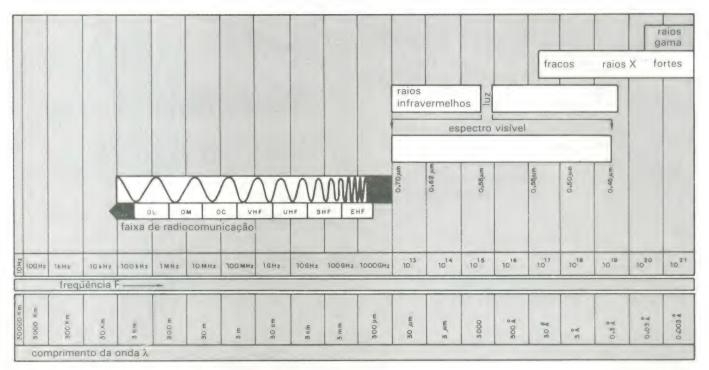
Noções básicas sobre transmissão e recepção — Para que se possa operar corretamente, obtendo o máximo desempenho de um receptor, torna-se necessário conhecer preliminarmente algumas noções básicas que regem as transmissões e recepções das ondas de rádio.

A radiação eletromagnética — Qualquer circuito elétrico que opere com corrente alternada irradia no espaço uma certa quantidade desta energia na forma de ondas eletromagnéticas. As diversas porções da energia irradiada estão dispostas no chamado espectro eletromagnético. Assim, aumentando-se a freqüência de alternância e diminuindo-se o comprimento de onda, atinge-se a porção da radiofreqüência, ou, melhor dizendo, a porção do espectro eletromagnético destinado à radiocomunicação (fig. 2).

A radiopropagação — Os sinais de rádio propagados através da antena do transmissor apresentam características próprias. Assim, parte da energia irradiada é refletida na superfície terrestre, originando as chamadas ondas de superfície. As emissoras de radio-

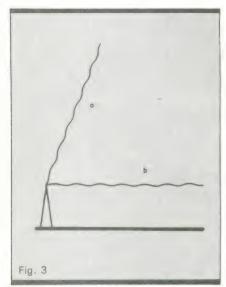


Um rádio portátil com doze faixas que recebe todos os tipos de transmissões: FM, AM, ondas curtas, radioamadorismo e faixa do cidadão, SSB, sinais meteorológicos e da marinha e transmissões especiais.



Esquema do espectro da radiação eletromagnética.

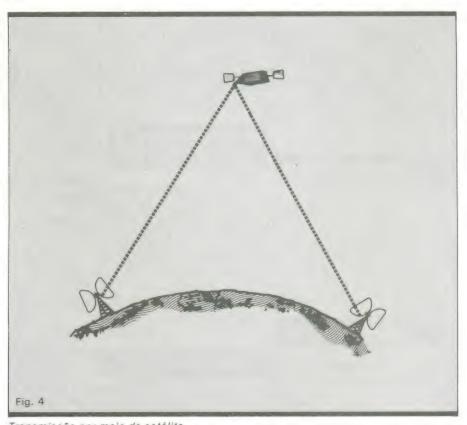
Fig. 2



Esquema da propagação das ondas de superfície e ionosférica: a) onda ionosférica; b) onda de superfície.

difusão em ondas médias e longas empregam a radiopropagação uma vez que, devido ao seu comprimento, ela torna possível a comunicação em distâncias de 150 a 300 km. O seu alcance aumenta, conseqüentemente, à medida que é diminuída a sua freqüência, permitindo, desta forma, a cobertura de grandes áreas em freqüências de 100 a 200 kHz (fig. 3).

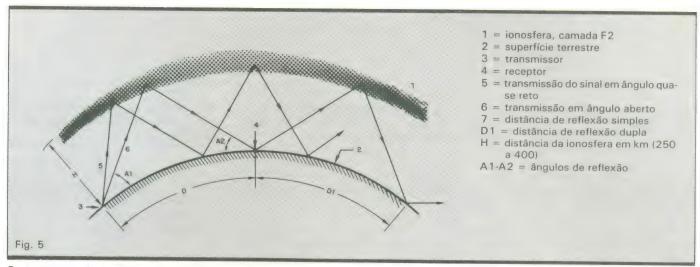
As ondas de superfície são também muito importantes para operações em VHF (very high frequency) ou em freqüências elevadas, onde estão as emissões em freqüência modulada e TV. Entretanto, como se propagam



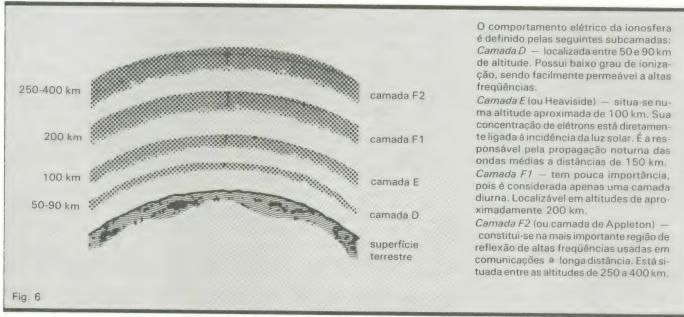
Transmissão por meio de satélite.

quase que em linha reta, seguindo apenas a curvatura terrestre, elas podem ser captadas de modo satisfatório somente quando não ocorre a interferência de obstáculos entre as antenas transmissora e receptora. Considerando-se ainda que operam em comprimentos de ondas ultracurtos, são bastante permeáveis, de forma que, para serem retransmitidas ou refletidas para a superfície terrestre, é necessário intercalar na sua trajetória corpos sólidos, como, por exemplo, satélites artificiais (fig. 4).

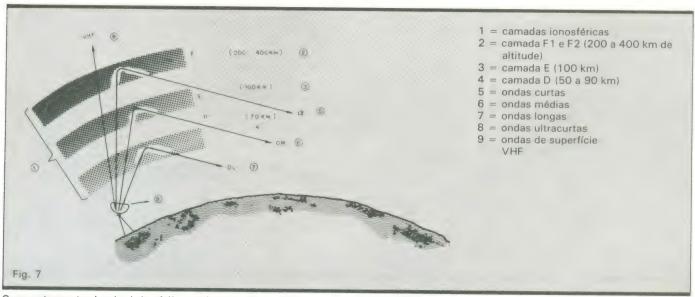
Por sua vez, a outra porção da energia irradiada origina as ondas ionosfé-



Os processos de reflexão das ondas de rádio na ionosfera.



Camadas da ionosfera.



Comportamento do sinal de rádio em função da freqüência.

ricas. São estas que permitem as comunicações a longas distâncias (que nem sempre são obtidas com as ondas de superfície), pois sofrem diversas reflexões nas elevadas camadas da atmosfera, que são justamente aquelas de intensa atividade elétrica, conhecidas como ionosfera (fig. 5). Trata-se de uma região importante, localizada entre 50 e 450 km de altitude, onde as partículas de ar são ionizadas ou eletricamente carregadas pela ação da energia da luz solar (fig. 6). A camada que aí se forma permite, por conseguinte, reflexões para a superfície terrestre dos sinais de rádio para certas freqüências, desde que o seu ângulo de incidência seja adequado, pois, caso contrário, poderão atravessar essa camada.

Desta maneira, o grau de reflexão é influenciado não somente pelo ângulo de incidência como também pela fregüência. Com efeito, os sinais de rádio que incidem verticalmente em ângulo de 90° nem sempre são refletidos como quando projetados obliquamente (fig. 7). Além disso, os de baixa freqüência refletem melhor que os de alta freqüência, o que origina uma zona de silêncio na superfície terrestre entre uma área ainda atingida pelas ondas de superfície e outra, onde os sinais de rádio são novamente refletidos pela ionosfera (fig. 8). A zona de silêncio varia de acordo com o transcurso da hora, local, estações do ano e, também, da atividade solar. Sua ocorrência é major durante o período noturno, sendo geralmente ampliada, à medida que se aumenta a frequência.



Representação gráfica da zona do silêncio.

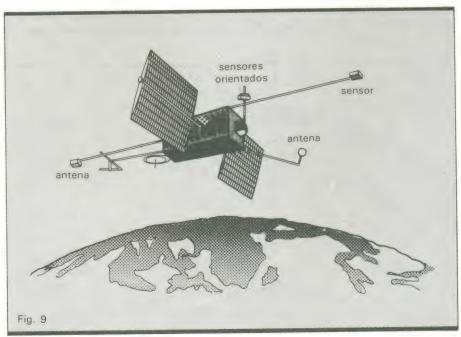
O comportamento ionosférico —

Em função de fatores como a radiação eletromagnética oriunda do Sol, movimentos do planeta e campos magnéticos terrestres, a ionosfera sofre contínuas modificações em sua estrutura, influindo diretamente nas condições de transmissão. Esta permanente mutação das camadas ionizadas foi objeto de contínuas observações e sondagens, permitindo-se estabelecer parâmetros para a previsão da propagação, a exemplo do que se faz em meteorologia. Pode-se então dizer que a análise da propagação é um ramo especializado da ciência que estuda os efeitos dos fenômenos naturais relativos à radiocomunicação (fig. 9).

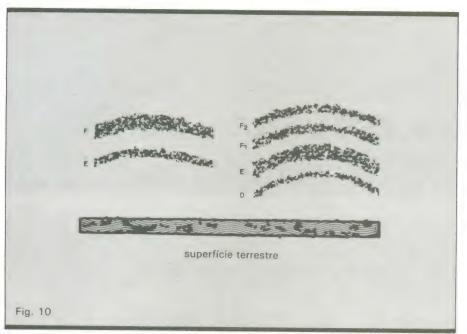
Através dessas contínuas observacões, verificou-se que as camadas de maior densidade elétrica refletem os sinais de rádio de alta frequência, que são facilmente permeáveis às camadas menos ionizáveis, de forma que as condições de radiopropagação dependem do grau de ionização (Quadro 1). Assim, o estado elétrico das diversas camadas ionosféricas varia diretamente com a insolação diária aliada às camadas sazonais, criadas pelas estações do ano - maior nos meses de verão que de inverno. Durante este último, quando os dias são menores que as noites, há mais tempo para que as camadas sejam desionizadas, possibilitando a passagem de grandes porções de radiofreqüência para o espaco exterior (fig. 10).

Considerando-se estas flutuações ionosféricas, têm-se as condições para se estabelecer um limite máximo de frequência de transmissão para um dado circuito, ou seja, a maior frequência que pode ser refletida para a superfície terrestre entre dois pontos, que é variável de acordo com as estações do ano e a própria atividade solar, denominada MUF (maximum usable frequency). Existe também uma mínima frequência utilizável ou LUF (lowest usable frequency), quando se considera o aumento de absorção do sinal de rádio ao penetrar por várias vezes nas camadas eletrizadas inferiores D, E e F1, cuja ocorrência geralmente é diurna.

As comunicações tornam-se impraticáveis em circuitos cujos índices de propagação estejam acima da máxima freqüência utilizável, da mesma forma que a eficácia do circuito diminui gradativamente à medida que a freqüência de transmissão cai abaixo daquela. Em freqüências intermediárias, são possíveis comunicações entre dois pontos distantes do globo por um período de 24 horas. Desta forma, para aproveitar ao máximo as condições da ionosfera, as estações de radiodifusão recorrem a técnicas, como antenas de



Satélite artificial utilizado para pesquisas geofísicas. Atualmente, é um dos meios mais difundidos na exploração das altas camadas da atmosfera.



Comportamento da ionosfera — à esquerda, durante à noite; à direita, durante o dia.

Principais efeitos ionosféricos sobre as ondas de rádio

Quadro 1

Os principais efeitos ionosféricos que influem sobre os parâmetros do sinal de rádio (por exemplo, freqüência, amplitude, fase e direção de propagação) são os seguintes:

efeito definição

Quando ocorre colisão entre os constituintes eletrificados da atmosfera e os elétrons livres que oscilam sob a influência da onda de rádio.

0.700 00 70010,

polarização As ondas de rádio que se propagam são constituídas pelas ondas ordinárias e extraordinárias, que se polarizam elipticamente.

refração É quando a direção de propagação é mudada devido à interposição de uma tênue camada ionizada.

Radiopropagação: carta de previsão em longa distância

Quadro 2

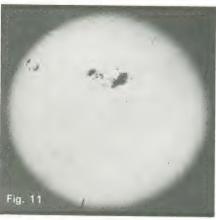
Obs.:

absorção

Número R: o comportamento cíclico que caracteriza o aumento das manchas solares na superfície do Sol é ainda objeto de estudos, cujos dados estatísticos são derivados de contínuas observações e radiossondagens. O número R, também denominado número de Wolf, foi preliminarmente registrado no século passado, com

base em estudos realizados no observatório de Zurique, na Suíça. É usado para determinar as condições da atividade solar.

GMT: ou tempo médio de Greenwich. Será comentado em detalhes no decorrer desta série de artigos.



Astrofotografia mostrando as manchas solares na superfície do Sol.

alta direcionalidade e transmissores de grande potência, que transmitem o mesmo programa em diversas frequências diferentes (Quadro 2). Além dos fatores de ordem geográfica e geofísica anteriormente vistos, a ionosfera também é influenciada por atividades geomagnéticas e perturbações solares. Durante certos períodos de tempo, ocorre o aparecimento na superfície solar de grandes proeminências: as chamadas manchas solares (fig. 11). Na realidade, são grandes as erupções de energia ultravioleta, resultando na emissão de partículas eletrificadas ou corpúsculos que atingem a atmosfera terrestre. O aumento da atividade da radiação solar é responsável pelo fenômeno conhecido como distúrbio ionosférico repentino. Esta alteração da ionosfera pode causar a extinção das radiotransmissões, o que geralmente é precedido pelo aumento da máxima freqüência utilizável. As manchas solares aumentam gradativamente até atingir um número elevado ao longo de um ciclo que leva 11 anos. Nos períodos de pico deste ciclo, quando são mais numerosas, a média da máxima freqüência utilizável tende a aumentar consideravelmente, diminuindo à medida que o mesmo se completa, alterando assim as condições de radiopro-

Nos pólos do planeta, há outro interessante fenômeno de eletrificação da atmosfera superior, que pode ser visível e que tem suas conseqüências sobre as radiotransmissões: as zonas das auroras boreal e austral, quando estas ocorrem, respectivamente, nos hemisférios norte e sul. Em síntese, as auroras são formadas por uma intensa jonização, quando partículas eletrificadas do Sol são atraídas pelos campos magnéticos dos pólos terrestres, apresentando-se como nuvens eletrificadas. Nestas zonas, os sinais de rádio sofrem flutuações que interferem e dificultam sua propagação. (Continua no próximo número.)

NE

O novo regulamento do radioamadorismo.

Contemplar o avanço tecnológico do setor de telecomunicações na última década foi uma das razões que levaram o governo a estabelecer novas regras para o Serviço de Radioamador _____

ranscrevemos inicialmente a carta do Ministro das Comunicações, Antonio Carlos Magalhães, dirigida ao Presidente José Sarney, justificando o novo regulamento do Serviço de Radioamador. Leia em seguida a íntegra do texto do decreto presidencial, do dia 24 de outubro de 1985, que transformou em lei a proposta do Ministro.

"Excelentíssimo Senhor Presidente

da República:

"Tenho a honra de submeter à apreciação de Vossa Excelência o novo Regulamento do Serviço de Radioamador, que proponho venha a substituir o Regulamento aprovado pelo Decreto n.º 74.810, de 04 de novembro de 1974.

"A medida proposta se faz necessária para que o referido Regulamento contemple os avanços experimentados ao longo destes quase 11 anos, tanto no que se refere ao desenvolvimento do setor das Telecomunicações em geral, e no das Radiocomunicações em especial

"Objetivou-se, com a nova redação dada ao Regulamento do Serviço de Radioamador, que o mesmo se tornasse simples e claro, de forma a não deixar dúvidas quanto à política a ser seguida pelo referido Serviço, ao mesmo

tempo que permitisse, através de normas complementares, baixadas pelo Ministério das Comunicações, acompanhar o progresso técnico-científico.

"Definiu-se apenas o que seja o serviço, o radioamador, sua estação, o Certificado de Operador de Estação de Radioamador e a Licença de Estação de Radioamador, fazendo-se remissão às definições vigentes na legislação de telecomunicações.

"Novidade maior foi a adoção do Certificado de Operador de Estação de Radioamador de Classes 'A', 'B' ou 'C', ao invés de Certificado de Habilitação, o que facultará outorgar ao seu titular permissão para executar o Serviço de Radioamador, bem como possibilitará, ao mesmo tempo, operar estação de terceiros, de conformidade com as condições estabelecidas para a classe correspondente ao seu certificado. Tal certificado não conterá o indicativo de chamada, que é próprio da estação.

"Para a expedição dos certificados de Operador de Estação de Radioamador, o Ministério das Comunicações submeterá as pessoas naturais interessadas a uma avaliação de sua capacidade operacional e técnica. Referido documento será expedido sempre a título precário, podendo vir a ser inclu-

sive cassado, nos casos previstos no Regulamento.

"Adotou-se a Licença de Estação de Radioamador como documento hábil para formalizar a outorga da permissão para executar Serviço de Radioamador, bem como para autorizar a instalação e o funcionamento da respectiva estação.

"Outra inovação importante e de longo alcance para o futuro é a de permitirse que qualquer escola ou universidade, ao invés de somente aquelas que tinham em seus currículos o ensino de telecomunicações, possa ter sua estação de radioamador, desde que assistida por titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador Classe 'A', objetivando difundir, e de forma prática, o interesse pelo serviço junto à população jovem, com o incentivo de associação de radioamadores que assistissem os interessados.

"Considerando ser o sistema irradiante parte integrante de uma estação de radioamador e ser interesse do Poder concedente, em virtude dos serviços que presta, que o radioamador instale sua estação, colocou-se no Regulamento o seguinte artigo:

"Artigo 9 — Ao permissionário é assegurado o direito de instalação do sistema irradiante de sua estação, observadas as posturas municipais, os preceitos específicos sobre a matéria e os relativos às zonas de proteção de aeródromos, heliportos e de auxílio à navegação aérea.

"O Regulamento ora proposto permite ao Ministério das Comunicações delegar competências às associações de radioamadores por ele reconhecidas, visando a cooperação para melhor execução do serviço. Por outro lado, não obriga a filiação do radioamador a uma associação de radioamador reconhecida."

Novo Regulamento — O Presidente da República, usando das atribuições que lhe confere o Artigo 81, item III, da Constituição, decreta:

"Artigo 1 — Fica aprovado o Regulamento do Serviço de Radioamador que com este baixa.

"Artigo 2 — Este Decreto entra em vigor na data de sua publicação, revogados o Decreto n.º 74.810, de 04 de novembro de 1974, e demais disposições em contrário.

"Brasília, 24 de outubro de 1985."

Capítulo I/Introdução

Ártigo 1 — O Serviço de Radioamador, em todo o Território Nacional, inclusive em águas territoriais e no espaço aéreo, assim como nos lugares em que princípios e convenções internacionais lhe reconheçam extraterritorialidade, obedecerá a legislação de telecomunicações e as normas específicas baixadas para a sua execução.

Capítulo II/Definições

Artigo 2 — No presente regulamento, além dos termos e expressões definidos pela legislação de telecomunicações, adotam-se os seguintes:

a) Serviço de Radioamador — serviço de radiocomunicações realizado por pessoas autorizadas que se interessem pela radiotécnica, sem fim lucrativo, tendo por objetivo a intercomunicação, a instrução pessoal e os estudos técnicos.

 b) Radioamador — pessoa autorizada a executar o Serviço de Radioamador e possuidora de licença de estação.

 c) Estação de Radioamador — estação utilizada no Serviço de Radioamador.

d) Certificado de Operador de Estação de Radioamador — documento expedido a pessoa natural que, mediante avaliação feita pelo Ministério das Comunicações, tenha comprovado ser possuidora de capacidade operacional e técnica para operar estação de radioamador.

e) Licença de Estação de Radioamador — documento que autoriza a instalação e funcionamento de estação do Serviço de Radioamador.

Capítulo III/Outorga

Artigo 3 — A outorga de permissão para executar o Serviço de Radioamador é da competência exclusiva da União e dar-se-á por ato do Ministério das Comunicações.

Artigo 4 — A permissão será outorgada ao titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador e às pessoas jurídicas mencionadas no Artigo 7 e formalizada pela expedição da Licença de Estação de Radioamador.

Artigo 5 — A permissão para executar Serviço de Radioamador é intransferível e será outorgada a título precário, não assistindo ao permissionário, direito a indenização, de qualquer espécie, no caso de cassação, suspensão ou revogação da outorga.

Artigo 6 — O Ministério das Comunicações definirá os critérios para avaliação da capacidade operacional e técnica necessária à obtenção do Certificado de Operador de Estação de Radioamador.

Parágrafo único — Serão expedidos certificados de Operador de Estação de Radioamador das Classes "A", "B", "C", em razão do grau de capacidade operacional e técnica de seus titulares.

Capítulo IV/Execução do serviço

Artigo 7 — Poderão executar o Serviço de Radioamador:

I — os radioamadores brasileiros;
 II — os portugueses, na forma de legislação específica;

III — os radioamadores estrangeiros, nas condições estabelecidas em acordo de reciprocidade de tratamento;

IV — os radioamadores, funcionários de organismos internacionais, dos quais o Governo Brasileiro participe, desde que estejam prestando serviço no Brasil:

V — as pessoas jurídicas abaixo discriminadas:

a) associações de radioamadores:

b) universidade e escolas.

Parágrafo único — As estações de radioamadores das pessoas jurídicas deverão ter, como responsável, titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador Classe "A".

Capítulo V/Estações

Artigo 8 — O Ministério das Comunicações fixará as condições operacionais e técnicas, especialmente freqüências, tipos de emissão e potência, das estações de radioamador para cada classe, bem como os critérios e requisitos de homologação ou registros dos equipamentos industrializados a serem utilizados na execução de Serviço de Radioamador.

Artigo 9 — Ao permissionário é assegurado o direito de instalação do sistema irradiante de sua estação, observadas as posturas municipais, os preceitos específicos sobre a matéria e os relativos às zonas de proteção de aeródromos, heliportos e de auxílio à navegação aérea.

Capítulo VI/Operações das estações

Artigo 10 — A estação do radioamador tem sua operação limitada às faixas de freqüências, tipos de emissão e potência, correspondentes à classe para a qual esteja licenciada.

Artigo 11 — A estação de radioama-



dor, na presença de seu titular, poderá ser operada por outro radioamador ou por titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador, da mesma classe ou de classe mais elevada.

§ 1 — A estação de radioamador poderá ser utilizada por qualquer pessoa, devendo, neste caso, o comunicado ser restrito à transmissão de notícias urgentes e de caráter pessoal, respeitadas as disposições da legislação vigente.

§ 2 — As estações de radioamador não poderão ser utilizadas para transmitir comunicados internacionais procedentes de terceira pessoa ou desti-

nados a terceiros.

§ 3 — As estações de universidades e escolas somente poderão ser operadas por titulares de Certificado de Operador de Estação de Radioamador, observando o disposto no Artigo 10 des-

te regulamento.

Artigo 12 — O radioamador estrangeiro poderá operar, eventualmente, estação de radioamador, na presença do permissionário, devendo transmitir, além do indicativo de chamada que lhe foi atribuído em seu país de origem, o da estação que estiver operando.

Capítulo VII/Obrigações

Artigo 13 — Os permissionários do Serviço de Radioamador e os titulares de Certificado de Operador de Estação de Radioamador estão obrigados a:

I — observarem a legislação de te-

lecomunicações;

II — submeterem-se à fiscalização exercida pelo Ministério das Comunicações no sentido de:

 a) prestar, a qualquer tempo, informações que possibilitem a verificação de como está sendo executado o serviço, bem como permitir a vistoria das estações;

b) atender, dentro do prazo estipulado, novas determinações baixadas;

 c) interromper o funcionamento da estação, quando assim determinado;

 d) atender convocação para prestar serviço de utilidade pública, em casos de emergência;

e) evitar interferência em quaisquer serviço de telecomunicações.

Capítulo VIII/Interferências

Artigo 14 — O Ministério das Comunicações procederá, liminarmente, à interrupção do funcionamento da estação de radioamador causadora de interferência que esteja prejudicando a transmissão ou a recepção de quaisquer serviços de telecomunicações, desde que corretamente instalados.

Capítulo IX/Taxas

Artigo 15 — O permissionário do Serviço de Radioamador está sujeito ao pagamento da taxa de fiscalização das telecomunicações fixadas em lei.

Capítulo X/Infrações

Artigo 16 — Para os efeitos deste Regulamento, são consideradas infrações:

 I — executar o Serviço de Radioamador sem observar os termos da licença da estação;

 II — desvirtuar a natureza do Serviço de Radioamador;

III — não atender ao previsto no Artigo 13 deste Regulamento;

IV — deixar de transmitir o indicativo de chamada da estação ou transmiti-lo com alterações de qualquer natureza;

 V — utilizar linguagem codificada não reconhecida pelo Ministério das Comunicações;

 VI — aceitar remuneração por serviços prestados.

Capítulo XI/Penalidades

Artigo 17 — A prática de infração na execução do Serviço de Radioamador sujeita o permissionário, o titular de Certificado de Operador da Estação de Radioamador, ou ambos, conforme o caso, às seguintes penalidades, sem prejuízo de outras previstas em lei:

I - multa;

II - suspensão;

III - cassação.

Parágrafo único — Nas informações em que, a juízo do Ministério das Comunicações, para se justificar a aplicação de pena, o infrator será advertido, considerada a advertência como agravante na aplicação de penas por inobservância de outro ou do mesmo preceito legal.

Artigo 18 — A pena será imposta de acordo com a infração cometida, considerando-se os seguintes fatores:

a) gravidade da falta;

b) antecedentes do infrator;

c) reincidência.

Artigo 19 — Compete ao Ministério das Comunicações aplicar as penas previstas neste Regulamento.

Artigo 20 — A pena de multa poderá ser aplicada no caso de infração prevista nos itens IV e V do Artigo 16 deste Regulamento.

§ 1 — A pena de multa poderá ser aplicada isolada ou conjuntamente, por infração de qualquer dispositivo previsto neste Regulamento e em normas específicas ou gerais aplicáveis às telecomunicações.

§2 — A multa será limitada ao valor estipulado pela legislação em vigor.

Artigo 21 — A pena de suspensão poderá ser aplicada no caso de infração prevista nos itens I e VI do Artigo 16 deste Regulamento e será formalizada:

a) no caso do titular de Certificado de Operador de Estação de Radioamador, pela cassação do respectivo Certificado;

 b) no caso de radioamador, pela cassação do Certificado de Operador de Estação de Radioamador e da respectiva Licença de Estação de Radioamador;

c) no caso de pessoa jurídica, pela cassação da permissão e/ou pela cassação do Certificado de Operador de Estação de Radioamador e da respectiva Licença de Estação de Radioamador responsável, quando for o caso.

§ 1 — A cassação poderá também ser aplicada aos permissionários anteriormente punidos com pena de suspensão, no caso de reincidência específica.

§ 2 — Somente após decorridos dois anos de aplicação da pena de cassação, poderá ser requerido novamente o Certificado de Operador de Estação de Radioamador e a permissão para executar o serviço.

Artigo 22 — Constatada a infração, o Ministério das Comunicações notificará o infrator, assinalando prazo para defesa, podendo ser determinada a interrupção do serviço, no caso de interferência.

Capítulo XII/Reconsideração e recurso

Artigo 23 — Caberá pedido de reconsideração à autoridade que aplicou a punição, ou recurso à instância imediatamente superior, no prazo de trinta dias, a contar da data do reconhecimento da punição ou do indeferimento do pedido de reconsideração.

Capítulo XIII/Disposições gerais e transitórias

Artigo 24 — As associações de radioamadores poderão ser reconhecidas como entidades representativas dos interesses dos executantes do Serviço de Radioamador, desde que preenchidos os requisitos exigidos pelo Ministério das Comunicações.

Artigo 25 — O Ministério das Comunicações poderá delegar às associações de radioamadores por ele reconhecidas, visando a cooperação para melhor execução do serviço.

Artigo 26 — O Ministério das Comunicações poderá, a qualquer tempo, baixar determinações relativas à execução do Serviço de Radioamador, para adaptação a atos nacionais ou internacionais, ou quando o progresso técnico científico assim o exigir.

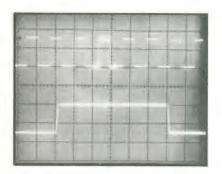
Artigo 27 — O Ministério das Comunicações baixará, no prazo de noventa dias, normas complementares para execução deste Regulamento.

Artigo 28 — As normas complementares existentes, que não conflitem com este Regulamento, continuam em vigor até que sejam baixadas novas normas complementares.

monnações contidas neste curso foram gentimente cedidas pela *Fektronix Industria e Comercio Ltd*a

 girar o controle até o ponto final da medida e observar novamente a leitura;
 basta então subtrair a primeira leitura da segunda e multiplicar o resultado pela posição da chave SEC/DIV, no canal A

Um exemplo dessa técnica de medição foi dado através do exercício 11.



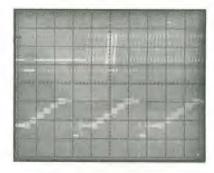
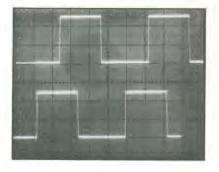


Figura 31

A varredura alternada com retardo proporciona medições rápidas e precisas. Uma de suas aplicações, a análise de tempo em circuitos digitais, está demonstrada na primeira foto. Suponha que é preciso checar a largura de um pulso em um trem de pulsos como esse e, para se ter certeza do que está sendo medido, deseja-se observar uma extensa área do sinal. Contudo, para medir aquele pulso acuradamente, é necessário dispor de uma varredura mais rápida — tarefa simples para a varredura alternada com retardo, que permite observar todo o sinal juntamente com uma porção ampliada do mesmo. A segunda foto ilustra outro exemplo, mostrando um dos campos de um sinal composto de video, no topo da tela. A parte intensificada desse campo está logo abaixo, criada pela varredura B, mais rápida. Com o auxílio de um osciloscópio com dupla base de tempo, pode-se percorrer o campo, auxiliado pelo controle B DELAY TIME POSITION, e observar cada linha individualmente.

Exercício 11 - Medidas com o 2215, usando a varredura com retardo

Tempos de subida



- 1. Ligue a ponta de prova ao conector do canal 1 e à tomada de ajuste; ligue a extensão de terra da sonda ao pescoço do conector 2, certificandose de que está compensada.
- 2. Posicione os controles da seguinte maneira: a chave VOLTS/DIV do canal 1 em 0,2, usando a porção da escala válida para pontas de prova tipo

10X; o acoplamento de CH 1 em CA; modalidade vertical em CH 1; modalidade de disparo em NORM; rampa de disparo negativa (–); fonte de disparo interna (INT) e a chave A&B INT, de disparo, em CH 1 ou VERT MODE; a modalidade horizontal, em A; e as duas chaves SEC/DIV (A e B) em 0,2 ms. Verifique, por fim, todos os

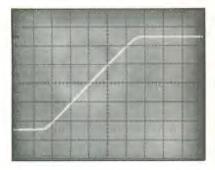
controles variáveis, para conferir se estão em suas posições calibradas.

3. Regule o controle A TRIGGER LE-VEL até obter uma tela estável e posicione a forma de onda na metade superior da mesma. Comute então o aparelho para o modo ALT (alternando as varreduras A e B), através da alavanca de modalidade horizontal. Use o controle de posicionamento do canal 1 e a chave ALT SWP SEP (separação de varredura alternada) para evitar que os dois traços fiquem sobrepostos na tela.

4. Utilize, agora, o comando B DELAY TIME POSITION para deslocar o início da área intensificada para um ponto anterior à primeira transição ascendente completa. A tela deve exibir algo semelhante à primeira foto, logo acima.

5. Puxe para fora o botão central do controle SEC/DIV e gire-o no sentido horário, até atingir a velocidade, na varredura B, de 2 μs/divisão. Com isso, a zona intensificada ficará menor; desloque-a, então, para a primeira borda ascendente do sinal, conforme ilustra a segunda foto.

6. Comute a modalidade horizontal para B, a sensibilidade vertical do canal 1 para 0,1 V/divisão e a velolcidade de varredura para 1 μs/divisão. Use os controles horizontal e vertical de posicionamento e o B DELAY TIME POSITION para alinhar a forma de onda com as linhas correspondentes a 0 e 100% da retícula. Caso o sinal não "encaixe" perfeitamente entre esses dois pontos, você terá que contar as divisões maiores e menores ocupadas pelo mesmo e estimar o tempo de subida — ignorando, porém, a primeira e a última transição de 10%.



7. Posicione a forma de onda de modo que cruze uma linha vertical da retícula na marcação de 10%. Atue sobre o controle de foco até obter uma imagem nítida e conte as divisões grandes e pequenas até o ponto em que o traço intersecciona a marcação dos 90%. A terceira foto mostra como a tela deve apresentar-se nesse ponto. Assim, a título de exemplo, se forem contadas quatro divisões grandes e duas pequenas, vamos ter:

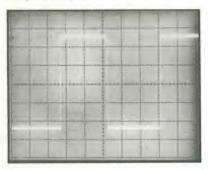
$$4.4 \times 1 \, \mu s = 4.4 \, \mu s$$

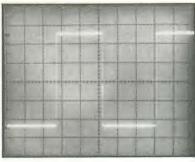
Uma observação: qualquer instabili-

dade que surgir na varredura B será proveniente do circuito de ajuste da ponta de prova e não da base de tempo.

8. Para concluir, uma última palavra sobre medições de tempos de subida: a precisão das medidas vai depender tanto do sinal sob análise como do desempenho de seu osciloscópio. No 10º capítulo há uma descrição completa de como o tempo de resposta do próprio aparelho pode afetar a qualidade das medições.

Largura de pulso





1. Ajuste os controles da seguinte maneira: o controle VOLTS/DIV do canal 1 em 0,1; a modalidade vertical em CH 1; acoplamento de entrada do canal 1 em AC; modalidade de disparo em NORM; rampa de disparo negativa (–); fonte de disparo em INT (interna) e a chave INT, do disparo, em CH 1 ou VERT MODE; modalidade horizontal em A; os controles SEC/DIV em 0,2 ms (A) e 0,05 µs (B). Verifique novamente os controles variáveis.

2. Centralize horizontalmente o primeiro pulso completo do sinal. Comute o aparelho para ALT, por meio da alavanca de modalidade horizontal, e desloque a forma de onda B para a parte inferior da tela, através do comando ALT SWP SEP.

3. Centralize a forma de onda A na vertical e reduza a intensidade do brilho, de modo a facilitar a visualização da pequena área intensificada.

4. Desloque essa área para o ponto correspondente a 50% da borda ascendente do sinal, por meio do comando DELAY TIME POSITION, como se vê na primeira foto. Anote a leitura fornecida por esse controle, começando pelo número mostrado pela janela (3,13, por exemplo). Mova a zona intensificada para o ponto correspondente a 50% da borda descendente, a exemplo da segunda foto, e anote novamente a leitura.

5. A medida de tempo, que neste caso refere-se a uma largura de pulso, pode ser calculada diminuindo-se a primeira leitura da segunda e multiplicando-se pela posição da varredura A:

 $(5,77 - 3,13) \times 0.2 \text{ ms} = 0.528 \text{ ms}$

Em outras palavras, o controle B DE-LAY TIME POSITION indica para você as divisões da tela, cada volta completa do botão equivalendo a uma grande divisão.

10.º Capítulo

Desempenho do osciloscópio

Existem dois aspectos relacionados ao desempenho do osciloscópio: os parâmetros de projeto do instrumento e a confiabilidade desses parâmetros na hora da medição. Confiabilidade, no caso, significa simplesmente calibração — incluindo a certeza de que a ponta de prova está corretamente calibrada, como já foi exposto várias vezes neste manual. Contudo, mesmo com uma calibração adequada, sempre haverá algum efeito do desempenho do aparelho sobre as medições.

Respostas a altas freqüências e ondas quadradas

No projeto de certos amplificadores, tais como os que são usados no canal vertical dos osciloscópios, sempre existe algum compromisso entre a resposta do circuito em altas freqüências é sua capacidade de manipular sinais com transições bruscas. Pode-se ampliar a resposta em freqüência do aparelho pela simples compensação das altas freqüências; em contrapartida, porém, a compensação excessiva vai acarretar ultrapassagens (overshoots) em sinais do tipo degrau.

Por outro lado, a falta de compensação eleva o tempo de subida medido. Para se conseguir bons tempos de subida, sem ultrapassagens, é preciso atenuar de forma crítica a resposta em freqüência — quando, então, essa resposta passa a decair suavemente. A figura 32 ilustra os efeitos da compensação de freqüência.

Tempos de subida do sinal e do instrumento

O tempo de subida (ou resposta) de um osciloscópio é considerado uma especificação importante, já que vai afetar diretamente a precisão das medições dos tempos de subida, de acordo com a expressão:

$$T_{s \text{ (medido)}} = \sqrt{T_{s \text{ (sinal)}}^2 + T_{s \text{ (instrum)}}^2}$$

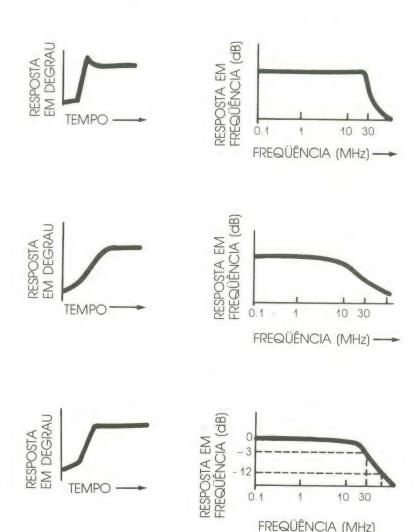


Figura 32

A compensação de alta freqüência no amplificador vertical de um osciloscópio tem efeito sobre o tempo de subida das ondas quadradas medidas pelo aparelho. Se a compensação for excessiva, as subidas do sinal poderão exibir ultrapassagens (overshoots) e oscilações (ringing), como nos dois desenhos do topo. Uma compensação pobre, por outro lado, tende a arredondar os cantos da onda, conforme mostra a segunda série de desenhos. No terceiro caso, por fim, as altas freqüências foram compensadas com perfeição.

Em termos práticos, isso significa que a precisão de um sinal medido é previsível e depende de quão rápido é o osciloscópio, em relação ao tempo de subida sob medição. Se, por exemplo, o aparelho for cinco vezes mais rápido que o sinal observado, o erro de medida alcança apenas 2%. Mas, para pre-

cisões da ordem de 1%, é preciso ter osciloscópios sete vezes mais rápidos, como ilustra o gráfico da figura 33.

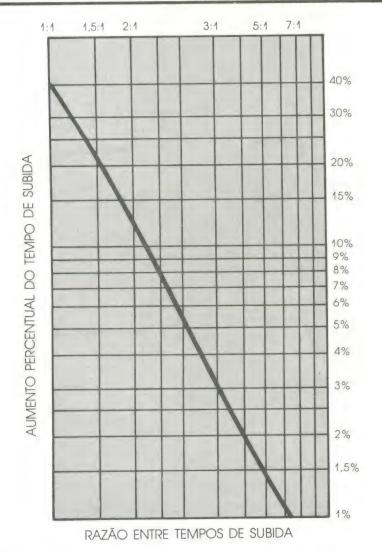


Figura 33
Os erros introduzidos nos tempos de subida durante a medição dependem da razão entre os tempos de subida do sistema de medida e do sinal sob análise. Como se pode ver pelo gráfico, quando o osciloscópio é cinco vezes mais rápido, o erro consiste em apenas 2% de aumento sobre o tempo de subida. Mas se os tempos forem iguais, esse acréscimo chega a 41%.

Largura de faixa e tempo de subida

Os canais verticais do osciloscópio são projetados para exibir uma extensa faixa de passagem, normalmente de alguma freqüência bem baixa (CC) até vários megahertz. Essa é a largura de faixa do aparelho, especificada pela freqüência em que uma senóide de entrada é atenuada a 0,707 da amplitude verificada nas médias freqüências. Esse ponto é também conhecido como "ponto dos – 3 dB".

Os instrumentos mais antigos traziam, em suas especificações, dois pontos de — 3 dB — um inferior, correspondente às baixas freqüências, e outro superior, na área das altas. Todo osciloscópio moderno, porém, exibe uma resposta relativamente plana para baixo, até CC; assim, sua resposta em freqüência é especificada apenas pelo ponto de — 3 dB superior.

A especificação de largura de faixa nos dá uma idéia da capacidade do instrumento em manipular sinais de alta frequência, dentro de certos limites de atenuação. Mas essa especificação provém da habilidade do osciloscópio em reproduzir senóides. Assim, por exemplo, um osciloscópio de 35 MHz deve ser capaz de reproduzir uma senóide com essa fregüência, introduzindo apenas 3 dB de atenuação. No entanto, os efeitos sobre uma onda quadrada com a mesma frequência serão muito mais drásticos, já que a informação de alta freqüência presente no sinal não será reproduzida com precisão pelo aparelho. Veja o exemplo da figura 34.

A resposta em freqüência da maioria dos osciloscópios é concebida de modo a haver uma constante que permita relacionar a largura de faixa e o tempo de resposta do aparelho. Essa constante é 0,35, relacionando os dois parâmetros da seguinte forma:

 $T_s = 0.35/LF$

Essa expressão pode ser aplicada assim, na prática:

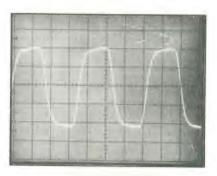
 $T_{s (ns)} = 350/LF_{(MHz)}$

Exemplificando, para os instrumentos Tektronix da série 2200, que possuem uma largura de faixa de 60 MHz, o tempo de resposta é de 5,8 nanossegundos.

Conclusão

Com isso, está encerrada esta introdução ao osciloscópio e às medidas que permite realizar. Concluí-lo constitui um progresso considerável, mas este manual se propõe somente a apresentar conceitos e técnicas de medição. Com prática e experiência, você passará a efetuar medições com grande segurança e rapidez — e perceberá, então, que utilizar um osciloscópio será muito natural para você também. Figura 34

As especificações de largura de faixa são baseadas na capacidade do osciloscópio em reproduzir senóides. Assim, a largura de faixa superior é a freqüência em que a senóide é reduzida a 0,707 da amplitude verificada nas médias frequências. Embora essa especificação nos diga com que perfeição o instrumento pode reproduzir sinais senoidais, estes são apenas uma pequena parte dos sinais que podem ser medidos. As ondas quadradas, por exemplo, possuem muita informação na faixa das altas frequências em suas bordas ascendentes e descendentes - que será perdida à medida que nos aproximarmos dos limites de reprodução do aparelho. Para ilustrar esse detalhe, as duas fotos mostram uma onda quadrada de 15 MHz, sendo reproduzida por osciloscópios de 35 MHz (foto do alto) e 60 MHz (foto inferior).







Índice remissivo

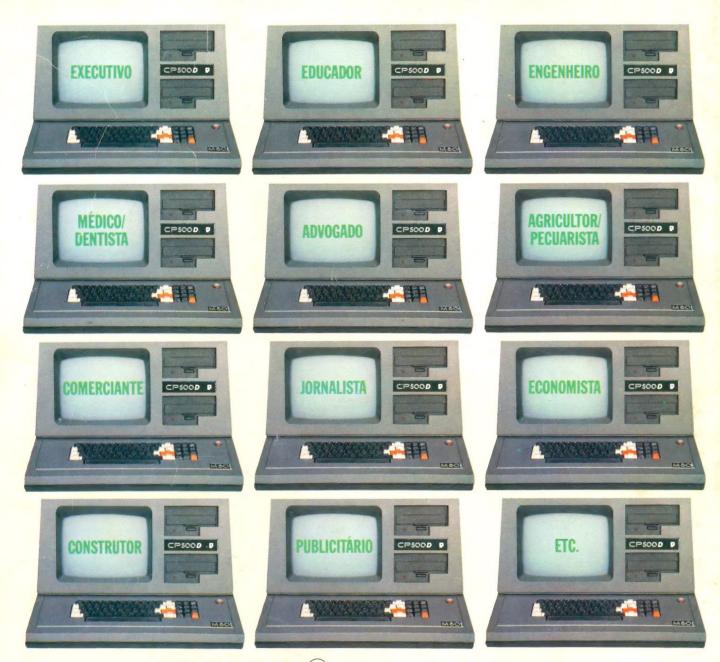
1	Acoplamento	9	E	Eixo	/
$\overline{}$	Ampliação	15	L	X	7
	Amplitude	17		Υ	7
	Atenuação	9		Z	7
	//terradgao			Erro de paralaxe	6
				Exercícios	
-	Davida taman	14		acoplamento do sinal	13
В	Base de tempo			compensação da ponta de prova	13
	dupla	38		controle da sensibilidade vertical	13
	simples	38			5
				inicialização do osciloscópio	32
				medição de amplitude	
-	Capacitância	23		medição de tempo ou período	33
	Ciclo de trabalho	28		modalidade de operação vertical	13
		7		usando os controles de disparo	22
	Circuito do display	14		usando os controles de tela	8
	Circuito horizontal			usando os controles horizontais	16
	Circuito vertical	9		usando os controles verticais	13
	Conector BNC	12		varredura com retardo	39
	Controles	2		variedata com retardo	
	acoplamento de entrada	9			
	ampliação horizontal	15	_	Γ	29
	foco	7	F	Fase	28
	intensidade	6		Fator de trabalho	
	inversão do canal 2	10		Fatores de escala	10
	multiplicador de retardo (DTM)	14		Feixe de elétrons	6
	SEC/DIV	14		Figuras de Lissajous	35
	SEC/DIV variável	15		Formas de onda	26
		11		degrau	
	separação de varredura alternada	15		dente-de-serra	
	tempo de retardo			onda quadrada	
	VOLTS/DIV	10		pulso	
	VOLTS/DIV variável	10		senóide	
	Controles de posicionamento			triangular	
	horizontal	14		Fósforo	6
	vertical	9		1031010	0
-		26	C	Gerador de varredura	14
	Degraus	26	0		
	Desempenho do osciloscópio	43			
	Disparo	0.4	1	Influência ou "carregamento"	23
	acoplamento	21	1	Inicialização	5
	automático	20			
	campo de TV	20			
	controle de nível	17	1	Largura de faixa	44
	em linha	20	L	Largura de faixa do sistema de medida	24
	externo	19			6
	fonte	19		Localizador de feixe	(
	inclinação	18			
	interno	19			
	modalidades de operação	20			
		21			
	normal	17			
	ponto				
	retenção	18			
	sistema	17			
	Divisões	6			
	maiores	6			
	menores	6			

11	Medições		
IVI	amplitude		32
	diferenciais		35
	fase		34
	frequência	2.2	33
	indiretas	33,	
	pulsos	22	33
	usando a varredura com retardo	32,	38
	X-Y		35
			33
\bigcirc	Operação alternada do horizontal		14
	Operação vertical — modalidades		11
	Osciloscópios com dupla base de tempo .		38
_			
Р	Período Pontas de prova	32,	33
	acessórios		23
	atenuadoras		24
	ativas		24
	compensação		23
	corrente		24
	influência		23
	largura de faixa		23
	manipulação		30
	passivas		24
	seleção tomada de ajuste		25
	tomada de ajuste		11
D	Rampa		14
1	Retenção		19
	Retenção variável do disparo	18,	
	Retícula	,	6
	Retraço		14
	Rotação do traço		7
C	Samura		20
5	Segurança		29 11
	Sistema vertical		1 1
	acoplamento		9
	disparo		20
	posicionamento		9
	sensibilidade		10
	Subdivisões		6

Γ	Taxa de repetição		2
	Técnicas de medição		
	amplitude		3:
	diferenciais		3.
	fase		34
	freqüência		3.
	indiretas		3
	largura de pulso		34
	período		33
	pulsos		33
	tempo		33
	tempo de subida	39,	
	varredura com retardo	55,	38
	vídeo		36
	X-Y		35
	Tela		(
	Tempo de retardo		15
	Tempo de subida		28
	Tempo de subida e largura de faixa		44
	Tempo de subida, osciloscópio e medidas		43
	Tensões de deflexão		0
	Transdutores		4
	Transições		26
	TRC		4
	Tubo de raios catódicos		4
			-
1	Varredura		
	alternada		11
	chaveada		11
	com retardo	3.0	
	intensificada	50,	38
	Velocidades (ou tempos) de varredura		14
	velocidades (ou tempos) de variedura		14

Índice sistemático

NTRODUÇÃO			PARTE II - ME	EDINDO COM O OSCILOSCÓP	10
	CILOSCÓPIOS, CONTROLES E		6.º Capítulo —	Formas de onda	26
PONTAS DE PR	ROVA		7º Capítulo —	Segurança	29
1º Capítulo —	A tela do osciloscópio Localizador de feixe Intensidade Foco Rotação do traço Usando os controles da tela	6	8.º Capítulo —	Primeiros passos	30
2º Capítulo —	O canal vertical	9	9º Capítulo —	Técnicas de medição	32
	Posicionamento horizontal Modalidades de operação Tempos de varredura Segundos/divisão variável Ampliação horizontal Os controles DELAY TIME e MULTIPLIER O controle DELAY TIME PO- SITION Usando os controles horizontais	14	10º Capítulo —	Medições pela varredura com retardo Desempenho do osciloscópio Resposta a onda quadrada e alta freqüência Tempos de subida do instrumento e do sinal Largura de faixa e tempo de subida	43
4.º Capítulo —	- O sistema de disparo	17			
5º Capítulo —	- Pontas de prova Influência sobre o circuito Faixa do sistema de medida Tipos de pontas de prova Selecionando uma ponta de prova	23			



CP500/M, a grande solução.

Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M⁸⁰ agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar*, dBase II*, WordStar* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M80 possui saida paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M⁸⁰.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prológica.

Características	Sistema	Operacional	Video 12" fósforo verde com controle de intensidade
	SO-08	DOS 500	Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	Interface para impressora paralela
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	Interface serial padrão RS232-C (opcional)
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas	Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dup

